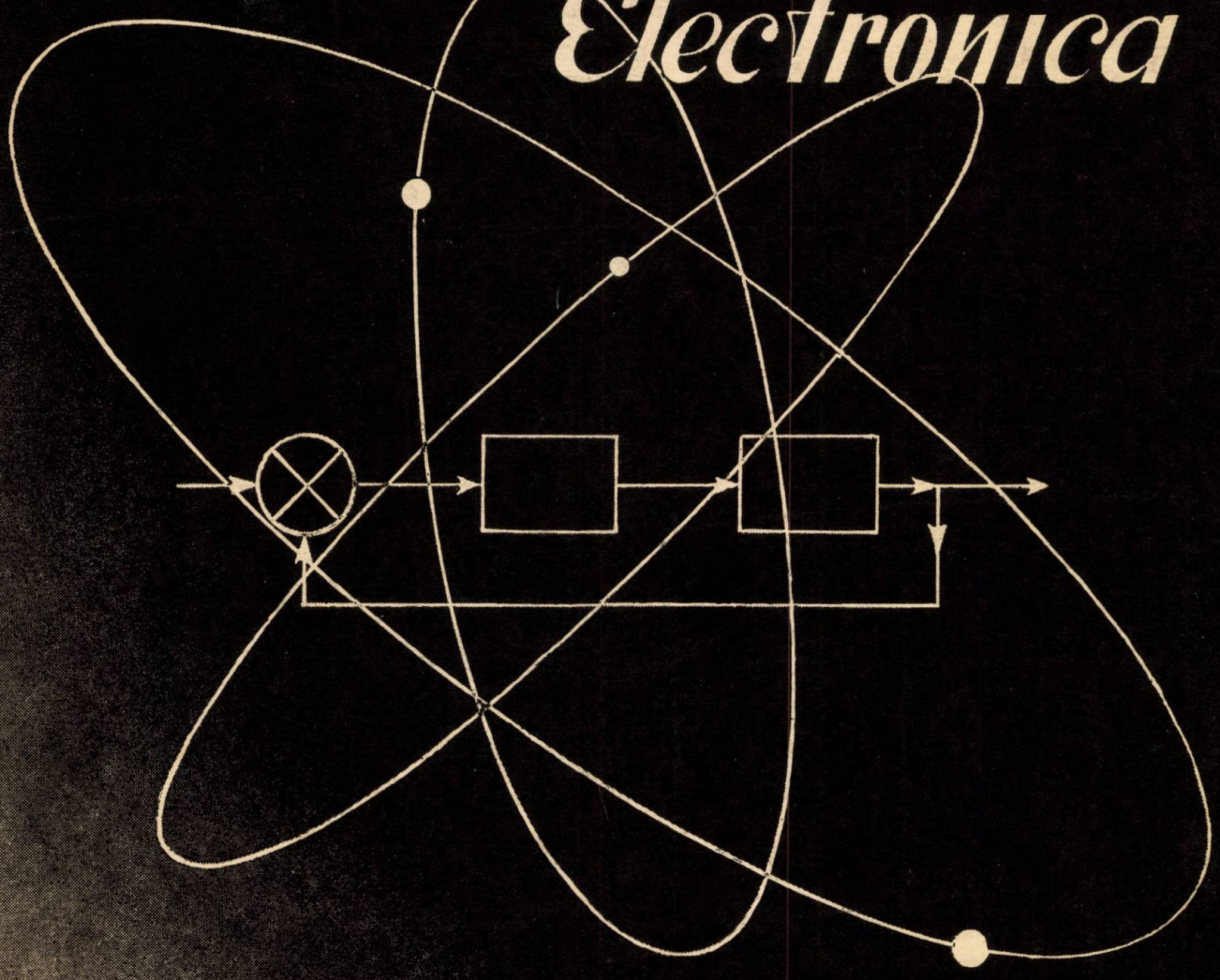
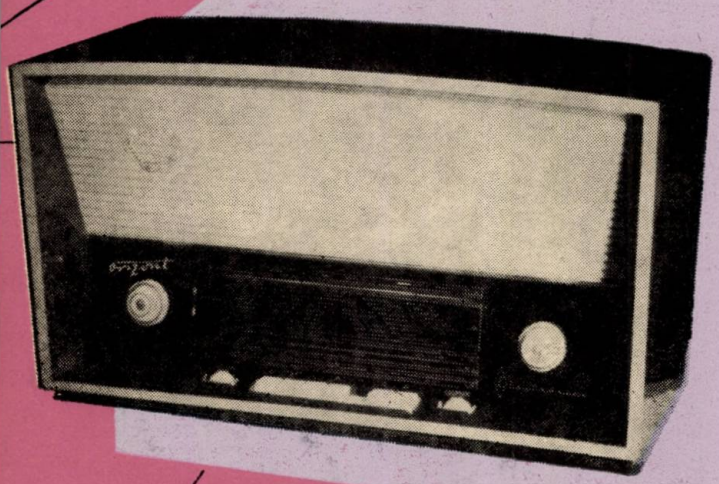
Automatica și Electronica



E2551

VOL 7
1963
Nr. 1
IANUARIE
FEBRUARIE
P. 1 — 48
BUCUREȘTI

orizont



CUMPĂRAȚI CU ÎNCREDERE, RADIO-RECEPTORUL „ORIZONT" REALIZAT DE UZINELE „ELECTRONICA"

Sensibil, selectiv, reproducere sonoră perfectă

- ▲ 5 + 2 tuburi electronice
- ▲ claviatură cu 7 clape
- ▲ 5 game de unde
- ▲ indicator optic de acord
- ▲ 2 difuzoare

Electronica

Caseta armonios îmbinată și cu o rezonanță ireproșabilă, dă o notă de eleganță oricărui interior

E2551

Automatica și Electronica

Vol. 7 (1963) nr. 1 (ianuarie-februarie), p. 1—48

CUPRINS

CZ 621.3-523.2 : 621.318.523 : 512.8

GAVRILOV, M. A. :

Stadiul actual al teoriei dispozitivelor cu relee și a automatelor finite.

Automatica și Electronica, 7 (1963), nr. 1, p. 1—12

Se expune stadiul actual al teoriei automatelor finite și a sistemelor cu relee. Sînt arătate pe larg toate aspectele și liniile de dezvoltare în acest domeniu.

CZ 621-523.2 : 621.318.24 : 512.831

DAMSKER, D. :

Sinteza elementelor de memorie din sistemele secvențiale cu ajutorul hărților logice.

Automatica și Electronica, 7 (1963), nr. 1, p. 12—18

În lucrare se prezintă o metodă de alegere optimă a elementelor de memorie cu ajutorul hărților logice.

CZ 621-52 : 517.9 : 531.3

BELEA, C. :

Integrarea ecuațiilor dinamice și determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate.

Automatica și Electronica, 7 (1963), nr. 1, p. 18—23

Se prezintă o metodă originală de integrare a ecuațiilor dinamice ale sistemelor automate liniare.

CZ 621.316.718.5-523.2 : 621.313.2 : 621.382.132.22

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., ANASTASIU, S., CONSTANTINESCU, M. și CHIVĂRAN, ST. :

Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare.

Automatica și Electronica, 7 (1963), nr. 1, p. 24—31

Se expune o metodă de reglare automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare, precum și optimizarea regulatorului de viteză și curent după criteriile lui Kessler.

CZ 621.396.62.002.2

DRĂGĂNESCU, M. :

Din problemele microelectronicii.

Automatica și Electronica, 7 (1963), nr. 1, p. 31—40

Se expun cîteva dintre problemele mai importante ale microminiaturizării aparaturii electronice.

RECENZII ● CRONICA

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Metalurgiei şi Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. — Redacţia şi administraţia Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.M.C.M. Abonamentele se primesc la Administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Publicaţiile Tehnice M.M.C.M. — cont 071149 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie. Bucureşti.

Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri ; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul : Întreprinderea Poligrafică nr. 2, Str. Brezoianu nr 23—25, Bucureşti, c. 688

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ,
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR

Vol. VII (pag. 1—46) Nr. 1, ianuarie—februarie București, 1963

MUSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

M. A. GAVRILOV

Stadiul actual al teoriei dispozitivelor cu relee și a automatelor finite*

Trecerea în revistă a stadiului actual al teoriei dispozitivelor cu relee și a automatelor finite constituie în prezent o problemă extrem de grea din cauză că au apărut numeroase lucrări în acest domeniu și din cauza numărului mare de probleme și de direcții de dezvoltare.

Problema sintezei dispozitivelor alcătuite din elemente cu funcționare de releu, adică din elemente care pot avea două sau mai multe stări stabile, se află din ce în ce mai mult în atenția inginerilor din industrie, a cercetătorilor în domeniul tehnicii și al matematicii, datorită dezvoltării extrem de rapide a așa-numitei tehnici discrete, care deschide posibilități extrem de mari în domeniul automatizării proceselor tehnologice și a altor procese din tehnica calculului, din aceea a telecomunicațiilor, telemecanicii etc. La aceasta contribuie dezvoltarea funcțiilor logice ale dispozitivelor actuale de comandă automată, împreună cu apariția de probleme mai complicate care se pun în domeniul comenzii automate, și care se realizează cel mai simplu cu ajutorul elementelor cu funcționare de releu. Dezvoltarea principiilor de funcționare a releelor a permis realizarea, în dispozitivele actuale de comandă, a unor funcții, ca învățarea și autoînvățarea, și apariția unor dispozitive automate, cum sînt cele de autoreglare, de autoorganizare etc. Dezvoltarea teoriei dispozitivelor cu relee și a automatelor finite a permis punerea unor probleme mari principiale de comandă automată, cum este problema referitoare la ceea ce sînt și la ceea ce nu sînt capabile să facă dispozitivele și mașinile actuale de comadă. Această teorie permite în prezent să se meargă pe calea creării economice a celor mai complexe mașini și dispozitive de comandă, care conțin zeci și mii de elemente cu funcționare de relee etc.

Foarte important este faptul că funcționarea elementelor de tip releu modelează, într-o anumită măsură, funcționarea celulelor din rețelele nervoase cu neuroni, desigur în limitele unei anumite idealizări a funcționării acestora din urmă și, în acest fel, orice dispozitiv alcătuit din elemente de tip releu modelează, într-o anumită măsură, funcționarea sistemului nostru nervos. Acest lucru nu este întîmplător. Încercînd să înlocuiască omul în sfera de comandă a proceselor de producție și a altor procese, creatorii mașinilor de comandă au ajuns, cu sau fără voia lor, la aceleași principii de funcționare pe care natura însăși le-a elaborat în decursul multor milenii. În legătură cu aceasta este deosebit de semnificativ faptul că dezvoltarea teoriei automatelor finite și a mașinilor secvențiale, adică a celei mai generale părți a teoriei dispozitivelor de comandă discrete, a început cu admirabila lucrare a lui Mc Culloch și Pitts „Calculul logic al ideilor care au loc în activitatea nervoasă".

Evident că, odată cu dezvoltarea ulterioară a automatizării proceselor de producție și a altor procese și a complicării funcțiilor logice ale dispozitivelor automate de comandă, dispozitivele discrete vor ocupa un loc tot mai mare printre alte mijloace de comandă. Acest lucru va ridica probleme din ce în ce mai complexe în fața celor care lucrează în domeniul teoriei construirii acestor dispozitive.

Referatul urmărește să elucideze stadiul actual al teoriei dispozitivelor cu relee și a automatelor finite și să releve unele probleme care își cer rezolvarea în prezent. Autorul a încercat să întocmească o clasificare a metodelor existente de sinteză și analiză a dispozitivelor cu relee, care să permită prezentarea într-o formă mai sugestivă a stadiului actual și a interdependenței dintre diferitele orientări și metode existente. Aceste clasificări sînt incomplete, necesitînd precizări și completări.

* Referat prezentat la Consfătuirea internațională în legătură cu teoria dispozitivelor cu relee și a automatelor finite, care a avut loc la Moscova între 24 septembrie și 2 octombrie 1962.

Întîi va fi tratată problema adoptării unei denumiri mai potrivite pentru domeniul în care lucrează toţi participanţii la această consfătuire. În prezent există o serie de denumiri: teoria dispozitivelor cu relee, teoria automatelor finite, teoria maşinilor secvenţiale, teoria reţelelor logice, teoria reţelelor nervoase abstracte etc. Toate aceste teorii, cu mici deosebiri particulare, abordează aproximativ aceleaşi probleme.

În figura 1 sînt prezentate etapele sintezei unui dispozitiv discret, în forma în care ele au loc în prezent în rezolvarea practică a problemelor de construire a structurii dispozitivului în funcţie de condiţiile de lucru date, începînd cu enunţarea verbală a acestor condiţii (adică cu enunţarea „algoritmului de funcţionare", dacă utilizăm denumirea dată acestui algoritm în terminologia noţiunilor fundamentale de al cuvintelor care intră în această denumire în calitate de termeni. Se pare că ar fi corect să se adopte, pentru obiectele de care ne ocupăm, termenul „dispozitiv cu relee" sau termenul, care pare mai puţin potrivit, „dispozitiv discret". În felul acesta ne punem de acord cu termenul „dispozitiv automat de comandă", adoptat în terminologia amintită a noţiunilor fundamentale din domeniul dirijării automate.

Este util să se facă o deosebire, aşa cum fac unii autori, între teoria „abstractă" a dispozitivelor, incluzînd în ea toate etapele sintezei inclusiv construirea tabelelor de stări, şi teoria „structurii" dispozitivelor cu relee, care include toate celelalte etape, pînă la obţinerea structurii concrete a dispozitivului cu relee. În prezent, Comitetul tehnic pentru terminologie, din cadrul Comitetului naţional al U.R.S.S. pentru comanda automată, elaborează terminologia

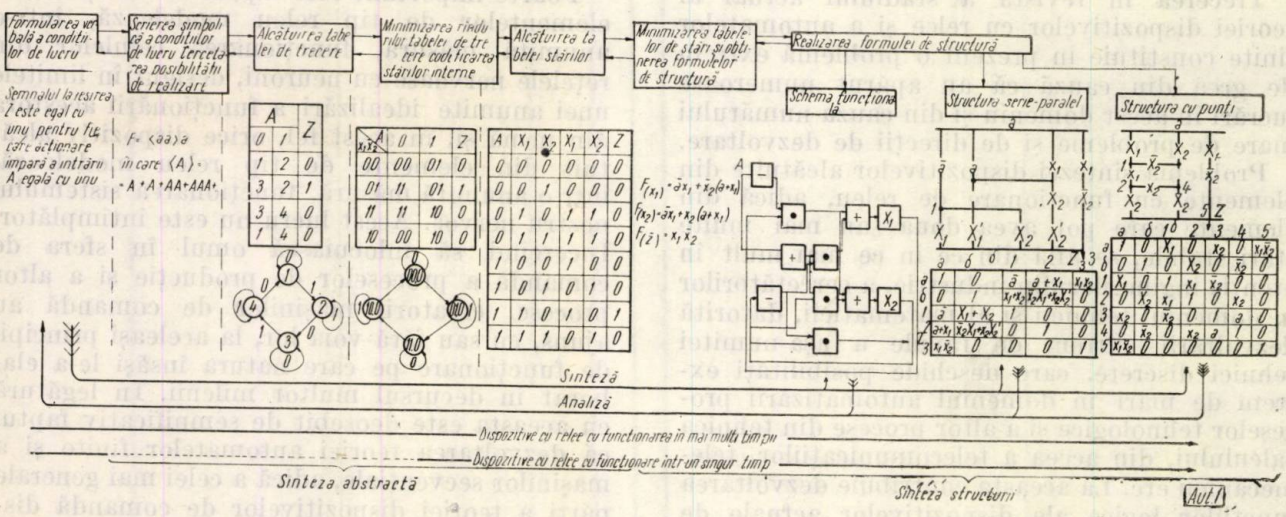


Fig. 1.

automatică la primul Congres IFAC) şi terminînd cu structura concretă care satisface aceste condiţii. Problemele pe care le rezolvă teoria automatelor finite şi a maşinilor secvenţiale formează doar primele etape ale procesului de sinteză a structurii dispozitivelor discrete şi se examinează şi în teoria dispozitivelor cu relee, însă sub alte denumiri. Se observă că teoria dispozitivelor cu relee examinează toate tipurile de astfel de dispozitive, adică: dispozitivele cu funcţionare într-un timp (de comutaţie) şi în mai mulţi timpi (secvenţiale), sincrone şi asincrone, care folosesc elemente de tip releu simple sau complexe etc. Teoria automatelor finite, a maşinilor secvenţiale, a reţelelor logice etc. examinează numai anumite clase limitate de dispozitive.

Nu vom insista asupra deficienţelor terminologice ale acestor denumiri. Vom arăta doar că denumirea de „dispozitiv cu relee" reflectă mai corect legătura dintre întreg (dispozitivul cu relee) şi parte (element de tip releu) şi corespunde mai exact sensului unanim admis pentru teoria dispozitivelor cu relee, şi autorul va fi recunoscător tuturor acelora care vor dori să-şi exprime părerea în legătură cu această problemă.

Autorul este de părere că ar fi necesar să se oprească asupra problemelor de analiză a structurii dispozitivelor cu relee. Atunci cînd se cunosc date precise în privinţa proprietăţilor structurii elementelor de tip releu, problema analizei se rezolvă într-un singur fel. Metodele existente (fig. 2) sînt destul de satisfăcătoare, deşi într-o serie de cazuri cer o muncă foarte laborioasă. Vom observa doar că, în cazul cînd în condiţiile iniţiale există stări nedeterminate, analiza, în cazul general, nu le poate regăsi integral, deoarece în timpul sintezei structurii are loc şi o determinare suplimentară a stărilor nedeterminate. Posibilitatea regăsirii stărilor nedeterminate se realizează doar parţial în dispozitivele cu relee cu funcţionare în mai mulţi timpi, în cazul elementelor intermediare. În majoritatea cazurilor, analiza nu permite să se determine apartenenţa structurii la un tip

sau altul, afară de cîteva cazuri particulare (structuri simetrice, structuri de tip „lanţ" etc.). În legătură cu dificultatea analizei, mecanizarea proceselor de analiză este foarte actuală. La Institutul de automatică şi telemecanică din

cu relee sau pe calea creării unor limbaje formale speciale, în care scrierea condiţiilor de lucru garantează realizarea lor (în termenii lui Kleene : „asigură un mod de reprezentare a evenimentelor").

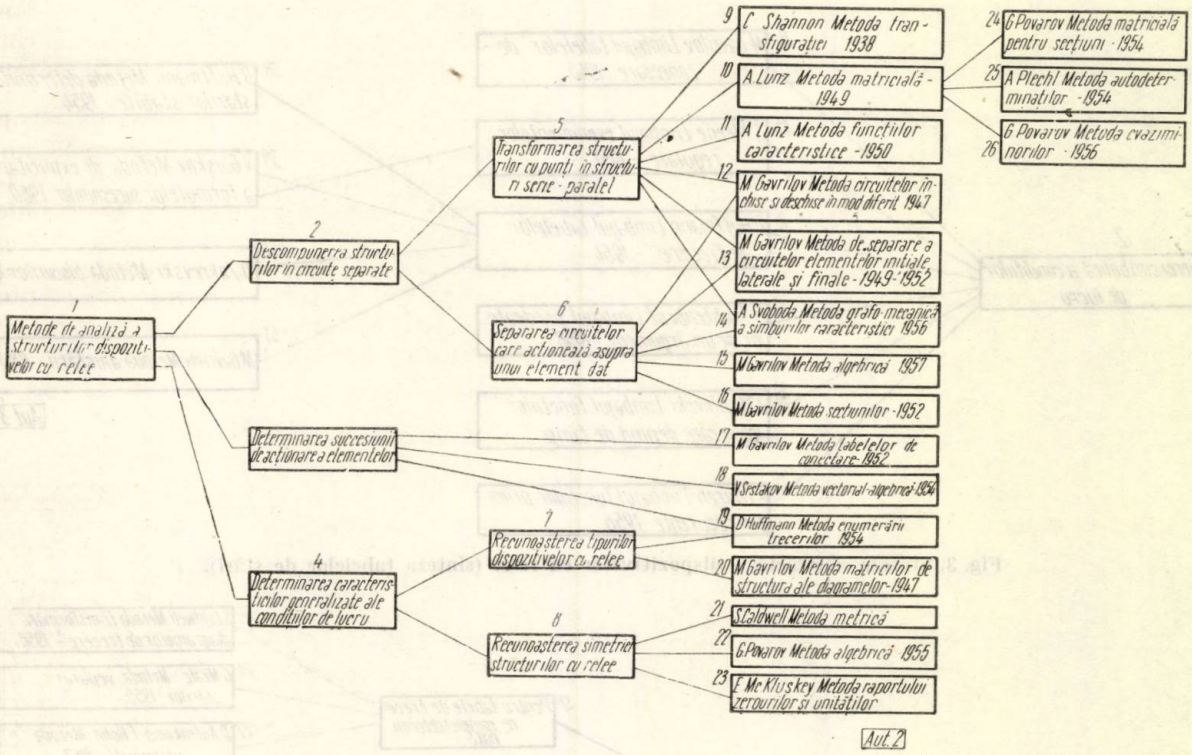


Fig. 2.

Moscova a fost creată o maşină pentru analiză, care rezolvă destul de satisfăcător această problemă. O problemă încă nerezolvată este crearea maşinii pentru analiza siguranţei în timpul funcţionării structurii dispozitivelor cu relee.

Problemele esenţiale ale teoriei dispozitivelor cu relee sînt problemele de sinteză şi, în primul rînd, cele de sinteză abstractă.

Problema cea mai importantă şi cea mai generală, care în prezent se află în centrul atenţiei multora dintre cei care se ocupă cu problemele teoriei dispozitivelor cu relee şi a automatelor finite, este problema : ce anume pot face ele şi cu ce fel de mijloace materiale. În problema : ce anume pot face dispozitivele cu relee, are o mare importanţă recunoaşterea claselor de funcţii, care pot fi realizate sub formă de dispozitiv cu relee cu un număr finit de elemente. În lucrările lui Aizerman şi ale altora s-a arătat că problema creării unui limbaj general în care să poată fi scrise şi recunoscute atît condiţiile de lucru realizabile, cît şi cele nerealizabile, este algoritmic nerezolvabilă. De aceea, rezolvarea problemei : ce anume pot face automatele — merge pe calea determinării diferitelor clase de funcţii, care pot fi realizate sub formă de dispozitiv finit

În prezent, asemenea limbaje speciale sînt : limbajul tabelelor de conectare, limbajul tabelelor de trecere şi limbajul funcţiilor logice care depind de timp (limbajul calculului propoziţiilor, completat cu operatorul de întîrziere). Pe lîngă aceasta, s-a stabilit că sînt realizabile condiţiile de lucru înscrise în limbajul predicatelor de un argument şi în limbajul funcţiilor primitiv-recurente (fig. 3). Prof. Rozsa Péter, în referatul prezentat la colocviul cu privire la bazele matematicii şi la maşinile matematice, care a avut loc în Ungaria, a arătat că orice automat finit de tipul unei maşini cifrice nu face altceva decît să calculeze valorile unei anumite funcţii parţial recurente, definite pe o mulţime finită de valori ale argumentelor. Ea a mai demonstrat şi teorema reciprocă, care arată că orice funcţie primitiv-recurentă, definită pe o mulţime finită oarecare de valori ale argumentelor, poate fi calculată cu ajutorul unui automat finit de tipul unei maşini cifrice cu o singură adresă şi a arătat cum se determină capacitatea memoriei necesară în acest scop.

În procesul de rezolvare a problemei privind cantitatea de mijloace materiale (evident sub o formă generală), cu care pot fi realizate condiţiile de lucru date ale unui dispozitiv cu relee, o mare importanţă capătă metodele care

permit obţinerea numărului minim de elemente intermediare ale dispozitivului (capacitatea memoriei), necesar pentru realizarea condiţiilor de lucru date.

Asemenea metode se referă numai la două dintre limbajele amintite pentru scrierea forface de jos, adică întîi condiţiile de lucru se transcriu cu un număr cît mai mic de elemente, care apoi se completează pînă cînd sînt înlăturate toate contradicţiile, dacă astfel de contradicţii există la prima transcriere a condiţiilor de lucru.

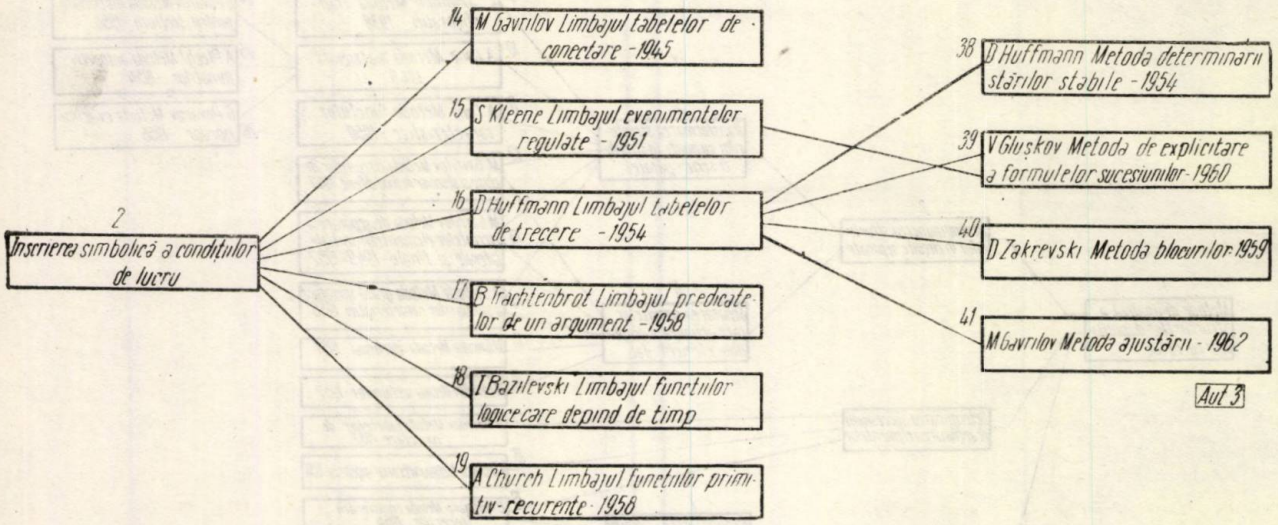


Fig. 3. Sinteza abstractă a dispozitivelor cu relee (sinteza tabelelor de stări).

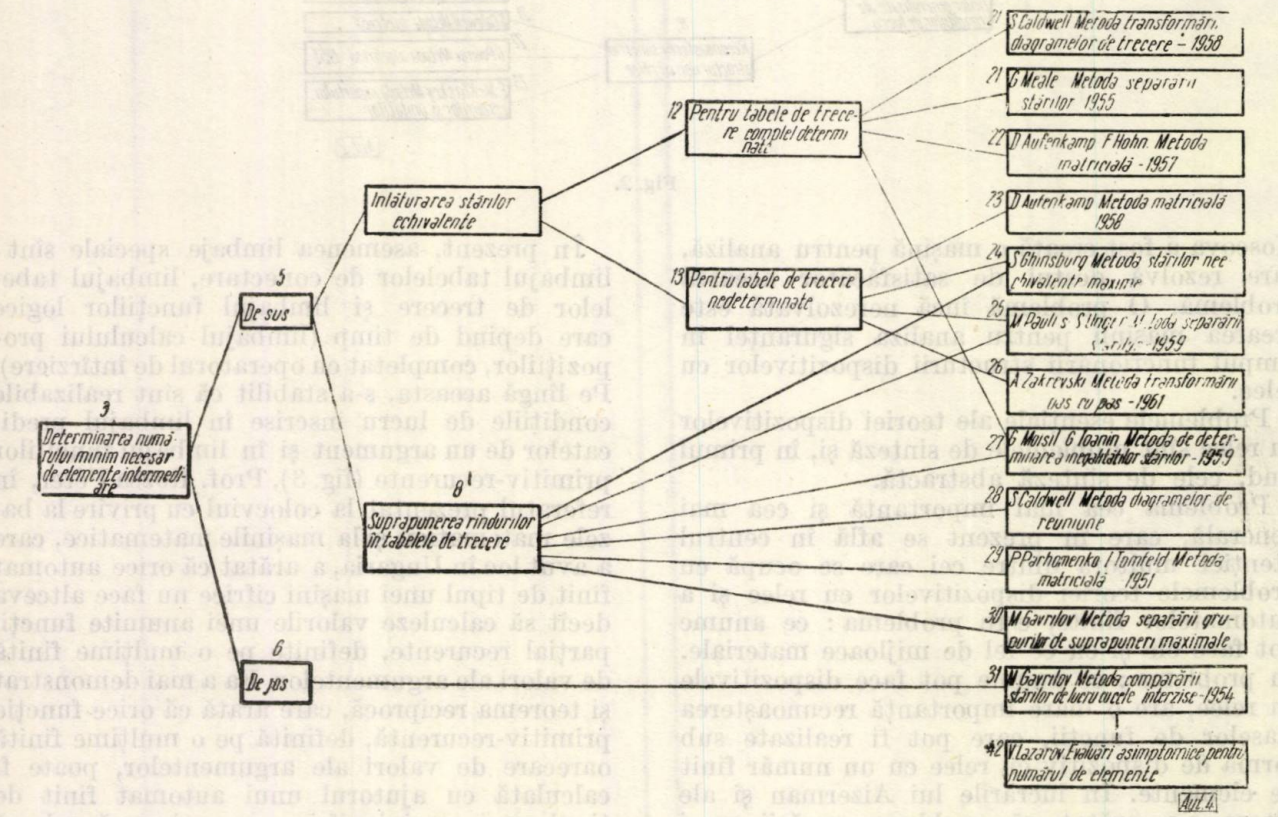


Fig. 4. Sinteza abstractă a dispozitivelor cu relee (sinteza tabelelor de stări).

mală a condiţiilor de lucru, şi anume la tabelele de conectare şi la tabelele de trecere (fig. 4).

Aceste metode se bazează pe faptul că condiţiile de lucru sînt necontradictorii. Pentru limbajul tabelelor de conectare, minimizarea se

Pentru limbajul tabelelor de trecere, minimizarea se efectuează de sus, adică întîi condiţiile de lucru se transcriu cu un număr cît mai mare de elemente (mai precis cu un număr cît mai mare de stări ale elementelor), iar

apoi se efectuează reducerea lor pînă la un număr care nu provoacă încă apariţia vreunei contradicţii.

Limbajul tabelelor de conectare este adecvat pentru succesiuni concrete, dacă numărul lor nu este mare. Limbajul tabelelor de trecere, dezvoltat într-o serie de lucrări foarte interesante ale prof. Huffman, care este iniţiatorul acestei direcţii de dezvoltare, este mai general adică mai potrivit atît pentru succesiuni concrete, cît şi pentru succesiuni generale. O deficienţă a limbajului tabelelor de trecere rezidă în faptul că etapa iniţială a alcătuirii lor, care constă în determinarea numărului necesar de stări stabile ale elementelor intermediare ale dispozitivului pentru fiecare dintre stările posibile ale intrărilor, se bazează pe intuiţie. Foarte interesantă este metoda propusă de academicianul V. Gluşcov, care înlătură această lipsă cu ajutorul înscrierii condiţiilor de lucru ale dispozitivului cu relee, într-un anumit limbaj formal, analog cu limbajul evenimentelor regulate, şi cu ajutorul unui algoritm special, care permite alcătuirea tabelei de trecere în baza acestei înscrieri. Acest limbaj cere însă ca, în cazul succesiunilor generale, acestea să fie desfăcute în succesiuni concrete, ceea ce nu este posibil întotdeauna, datorită numărului mare al acestor succesiuni. Din acest punct de vedere prezintă interes metodele care permit alcătuirea tabelei generale de trecere din tabele parţiale, pentru care determinarea numărului de stări interioare nu prezintă dificultăţi (lucrările lui Gavrilov, Zacrevski şi alţii).

O etapă esenţială a sintezei abstracte, care se referă în întregime la problema cantităţii minime de mijloace, necesară pentru realizarea condiţiilor de lucru date ale dispozitivului cu relee, este problema minimizării numărului de stări ale elementelor interioare (fig. 4). Această problemă poate fi considerată rezolvată în întregime în cunoscuta lucrare a lui Aufenkampf şi Hohn pentru tabele de trecere complet determinate, adică pentru acele tabele în care sînt completate toate pătratele. După cum s-a arătat de către colectivul profesorului Aizerman, metoda propusă de Aufenkampf şi Hohn dă soluţia minimă. O soluţie foarte interesantă a problemei determinării numărului minim de stări este dată în lucrarea acad. Moisil şi Ioanin pe baza sistemelor de inegalităţi ale stărilor. În cazul tabelelor de trecere incomplete nu există o soluţie completă a problemei determinării numărului minim de stări. În lucrările interesante ale prof. Ghinzburg şi prof. Paull şi Unger sînt daţi algoritmii pentru determinarea stărilor echivalente, care însă cer o verificare ulterioară, iar la determinarea numărului minim de stări trebuie făcută o anumită triere.

Trebuie să remarcăm faptul foarte interesant — descoperit aproape în acelaşi timp de colectivul prof. Aizerman şi candidatul în ştiinţe tehnice Lazarev — şi care constă în aceea că folosirea modificării stărilor intrărilor prin introducerea unei informaţii corespunzătoare în structura interioară a dispozitivului permite să se reducă numărul elementelor intermediare. Este foarte probabil că există şi alte posibilităţi pentru folosirea acestui fel de informaţie secundară, care să poată fi utilizate la rezolvarea problemei minimizării stărilor elementelor intermediare.

Între sinteza abstractă şi cea a structurii se află problema repartizării (a codificării) stărilor elementelor intermediare. Examinarea ei necesită luarea în considerare şi a unor proprietăţi ale structurii de natură generală ale elementelor de tip releu, adică cele care nu se referă la proprietăţile structurii concrete ale elementelor, cu care urmează să fie realizat dispozitivul cu relee, ci la astfel de proprietăţi generale, cum sînt timpul inegal de operare, probabilitatea neoperării etc. În codificarea (asignarea) stărilor are o mare importanţă şi luarea în considerare a simplităţii structurii reale care se obţine în cadrul operaţiilor ulterioare de sinteză (fig. 5).

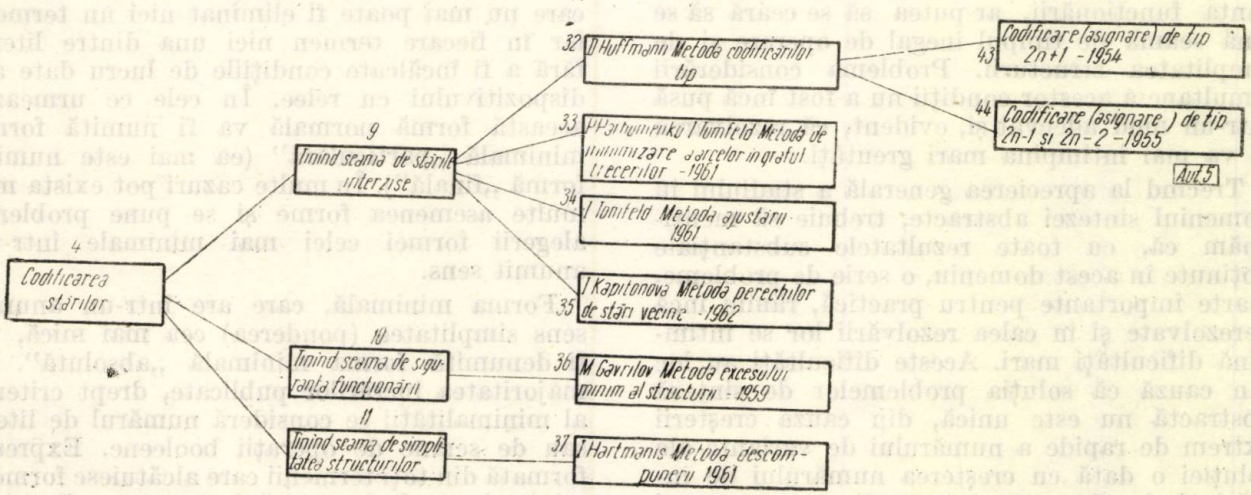


Fig. 5. Sinteza abstractă a dispozitivelor cu relee (sinteza tabelelor de stări).

Trebuie menţionat că, din păcate, soluţia problemei extrem de importante, a codificării stărilor, care ne dă răspunsul cu privire la numărul minim de elemente intermediare de tip releu pe care trebuie să-l conţină un dispozitiv cu relee care funcţionează efectiv, se află în general în stadiul iniţial. Această problemă a căpătat o rezolvare completă numai pentru codificarea stărilor atunci cînd se ţine seamă de probabilitatea neoperării, datorită analogiei depline a acestei probleme cu problema alcătuirii codurilor corectoare, pentru care există deja soluţii destul de satisfăcătoare.

Problema codificării stărilor atunci cînd se ţine seamă de timpul inegal de operare nu a fost rezolvată complet, şi metodele propuse pînă în prezent constituie doar o alegere a codificării, sistematizată într-un anumit mod. Fac excepţie soluţiile tip propuse de prof. Huffman în cazul tabelelor de trecere în care există treceri între oricare pereche de stări. Aceste soluţii, pentru care există reguli de evaluare a numărului necesar de elemente, dau însă, în majoritatea cazurilor practice, rezultate mult exagerate. Pentru codificarea în cazul înscrierii condiţiilor de lucru în limbajul tabelelor de conectare, evaluările respective sînt date de Lazarev.

Problema codificării stărilor în care să se ţină seamă de simplitatea structurii, ridicată în lucrarea prof. Hartmanis şi care constituie o legătură între sinteza abstractă şi cea a structurii, se află, de asemenea, în faza iniţială şi nu iese în afara cadrului unor recomandări.

Observăm că problema codificării stărilor trebuie rezolvată într-o serie de cazuri ţinînd seamă de toate proprietăţile generale ale structurii arătate mai sus ale elementelor de tip releu. Aşa, de exemplu, la codificarea stărilor, atunci cînd se ţine seamă de timpul inegal de operare, la alegerea variantei de codificare ar trebui să se ia în considerare cerinţa obţinerii unei structuri simple, iar la rezolvarea problemei codificării, atunci cînd se ţine seamă de siguranţa funcţionării, ar putea să se ceară să se ţină seamă de timpul inegal de operare şi de simplitatea structurii. Problema considerării simultane a acestor condiţii nu a fost încă pusă într-un mod adecvat şi, evident, că rezolvarea ei va mai întîmpina mari greutăţi.

Trecînd la aprecierea generală a stadiului în domeniul sintezei abstracte, trebuie să menţionăm că, cu toate rezultatele substanţiale obţinute în acest domeniu, o serie de probleme, foarte importante pentru practică, rămîn încă nerezolvate şi în calea rezolvării lor se întîmpină dificultăţi mari. Aceste dificultăţi au loc din cauză că soluţia problemelor de sinteză abstractă nu este unică, din cauza creşterii extrem de rapide a numărului de variante ale soluţiei o dată cu creşterea numărului de intrări şi de elemente intermediare, precum şi din cauza inexistenţei metodelor şi a criteriilor de apreciere a soluţiilor şi a inexistenţei metodelor pentru limitarea trierii variantelor în obţinerea soluţiilor optime într-un anumit sens. În cazul sintezei abstracte, greutăţi mari apar din cauza imposibilităţii de a se ţine seamă în măsură suficientă de cerinţele sintezei structurii.

Trebuie să observăm că cel mai mare progres, din punctul de vedere al cuprinderii tuturor etapelor sintezei şi al universalităţii problemelor ce se pot rezolva, îl constituie tabela de trecere. Această metodă are însă neajunsul că cere enumerarea tuturor stărilor intrărilor, iar într-o serie de cazuri şi a tuturor stărilor elementelor intermediare, ceea ce limitează folosirea ei practică la un număr relativ mic de variabile. În problemele practice adesea numai numărul intrărilor ajunge pînă la 20—30. Trebuie observat că, la acest număr mare de variabile, creşte şi dificultatea utilizării şi a altor metode. După cît se pare, însă, metodele de înscriere analitică prezintă în această privinţă avantaje principiale, deoarece ele nu necesită enumerarea tuturor stărilor. Este foarte probabil că, la rezolvarea problemelor de sinteză cu un număr mare de variabile, vor fi potrivite tocmai aceste metode, cu condiţia realizării în limbajele respective a operaţiilor de minimizare a stărilor asemănătoare cu cele care sînt elaborate în prezent în limbajele tabelelor de conectare şi ale tabelelor de trecere.

Examinînd problemele principale ale sintezei structurii se constată că tabela stărilor, obţinută în urma sintezei abstracte şi a alegerii codificării stărilor, dă prin înscrierea ei în limbaj algebric o formă normală canonică a funcţiei booleene care caracterizează structura dispozitivului cu relee considerat. Forma normală canonică este extrem de neeconomică pentru realizare practică şi, de aceea, chiar de la începutul dezvoltării teoriei dispozitivelor cu relee s-a pus problema elaborării metodelor de minimizare a formei normale canonice prin reducerea ei la forma normală minimală, adică la o astfel de formă în care nu mai poate fi eliminat nici un termen, iar în fiecare termen nici una dintre litere, fără a fi încălcate condiţiile de lucru date ale dispozitivului cu relee. În cele ce urmează, această formă normală va fi numită formă minimală „particulară" (ea mai este numită formă „finală"). În multe cazuri pot exista mai multe asemenea forme şi se pune problema alegerii formei celei mai minimale într-un anumit sens.

Forma minimală, care are într-un anumit sens simplitatea (ponderea) cea mai mică, va fi denumită forma minimală „absolută". În majoritatea lucrărilor publicate, drept criteriu al minimalităţii se consideră numărul de litere sau de semne de operaţii booleene. Expresia formată din toţi termenii care alcătuiesc formele minimale va fi denumită forma generală mini-

mală. În sfîrşit, oricare dintre formele arătate mai sus, scrisă cu folosirea operaţiilor de scoatere din paranteze a unui termen sau factor comun, va fi numită formă cu paranteze.

Cea mai importantă problemă a minimizării este obţinerea pentru funcţia booleeană, care a fost determinată în urma sintezei abstracte, a formei minimale absolute. Trebuie remarcat de la început că această problemă nu şi-a găsit încă o soluţie satisfăcătoare şi, după cum

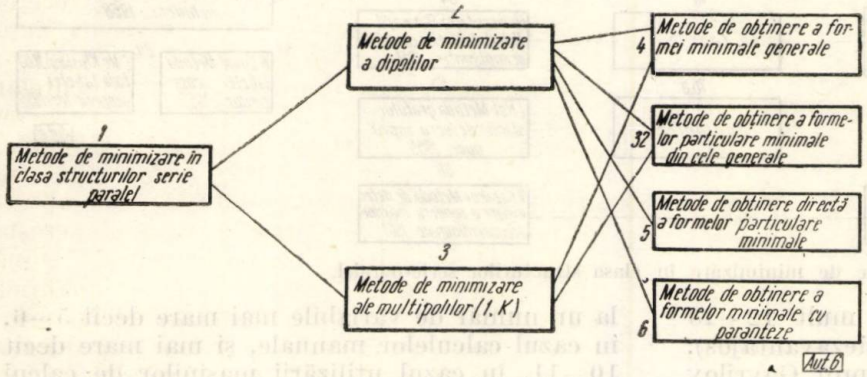


Fig. 6.

a arătat V. Iablonski, cere o enumerare banală a formelor minimale particulare.

Există două căi de obţinere a acestora din urmă : cea directă şi cea care trece prin forma generală minimală (fig. 6).

În domeniul obţinerii formei minimale există un număr foarte mare de lucrări şi, dacă se imaginează direcţiile existente sub forma unui arbore binar, aproape toate ramurile lui vor fi completate (fig. 7). Pare că trebuie să fie deosebite două direcţii principale. Prima, dezvoltată de colectivul universităţii din Harvard de sub conducerea prof. K. Aiken, se bazează pe comparaţia stărilor de lucru şi a celor interzise, iar a doua, dezvoltată în lucrările prof. W. Quine şi ale elevilor săi, bazată pe compararea stărilor vecine, adică a acelor stări care se deosebesc una de alta prin valori diferite ale unei singure litere. Lucrările foarte numeroase făcute în această ultimă direcţie nu dau totuşi o soluţie satisfăcătoare în cazul cînd există stări nedeterminate. Practic, în acest caz trebuie să se lucreze cu întreaga mulţime de stări de lucru şi stări nedeterminate, folosind operaţii speciale pentru eliminarea termenilor minimali (după terminologia lui W. Quine, a „implicanţilor primi"), care realizează numai stări nedeterminate. Cu creşterea numărului de variabile, acest lucru devine repede imposibil, deoarece după cum rezultă din cercetarea schemelor, numărul de stări nedeterminate creşte repede şi, chiar pentru 10 — 12 variabile, reprezintă aproape 90% din numărul total de stări.

În această privinţă este mai practică metoda comparării stărilor de lucru şi a celor interzise, deoarece în ea se cere înscrierea unui număr mai mic de stări, deşi, în cazul unui număr mai mare de variabile, şi acest număr este destul de mare.

Determinarea formelor minimale absolute folosind forma generală necesită determinarea

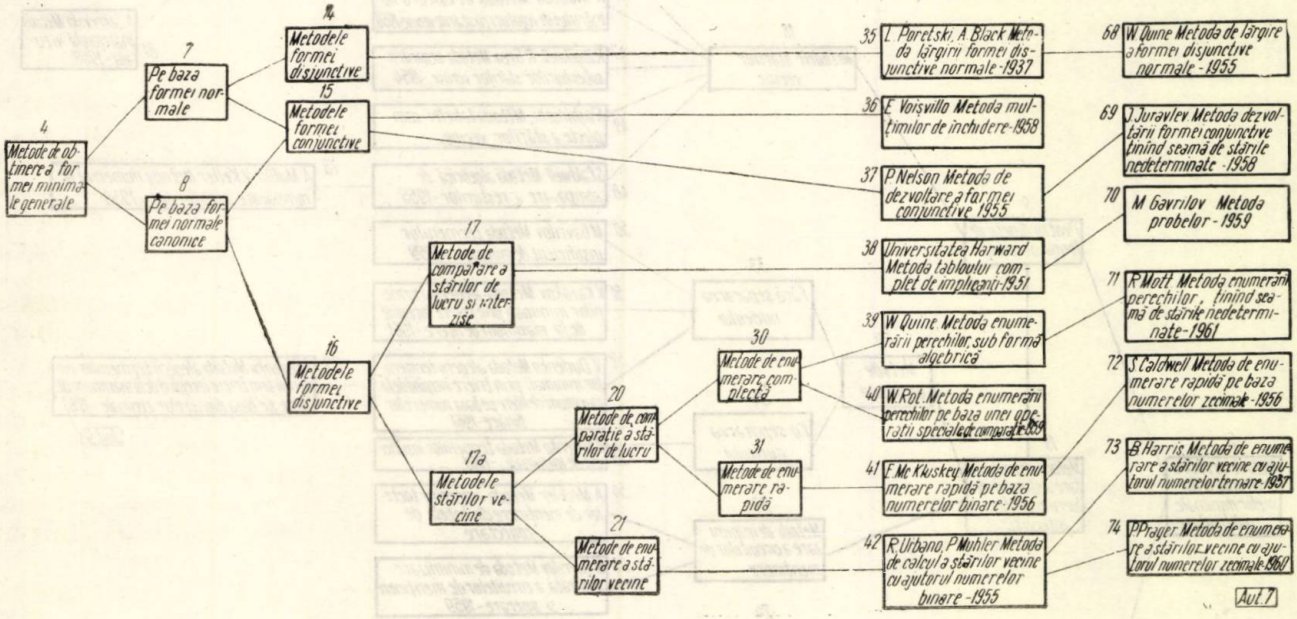


Fig. 7.

tuturor formelor minimale particulare şi alegerea celei mai minimale în sensul dorit (fig. 8).

Numărul termenilor formei minimale generale creşte rapid cu numărul de variabile şi, cu toate metodele existente care permit să se

limiteze numărul de variante triate la determinarea formelor minimale particulare, rezolvarea problemelor de minimizare este reală, chiar cu folosirea maşinilor de calcul, numai pentru

a evaluării numărului de operaţii şi pentru acest caz. Se pare însă că trebuie să considerăm că metoda obţinerii formelor absolute-minimale din cea generală nu va putea fi aplicată practic

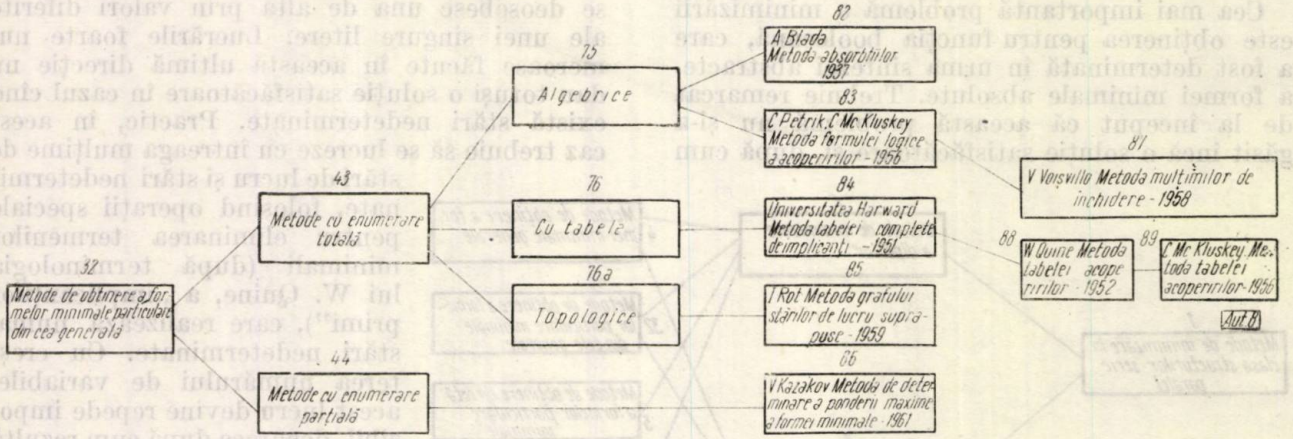


Fig. 8. Metode de minimizare în clasa structurilor serie-paralel.

un număr de variabile de cel mult 12—13 (se consideră cazul cel mai dezavantajos). Cercetările efectuate de colectivul prof. Gavrilov pentru determinarea numărului de operaţii pentru minimizare arată că, numai pentru obţinerea formei minimale generale în cazul a 15 variabile şi folosind cele mai bune metode, este necesar un număr de operaţii de ordinul 10^{11}—10^{12}, iar în cazul a 20 de variabile, acest număr creşte pînă la 10^{16}—10^{17} operaţii. În cazuri de complexitate medie, acest număr fireşte se micşorează; în prezent, acest colectiv se ocupă cu cercetarea metodelor de obţinere

la un număr de variabile mai mare decît 5—6, în cazul calculelor manuale, şi mai mare decît 10—11, în cazul utilizării maşinilor de calcul cifrice.

Metodele de determinare directă a formelor minimale parţiale se bazează, de asemenea, pe principiul comparării stărilor vecine şi pe principiul comparării stărilor de lucru şi a celor interzise (fig. 9). Printre primele trebuie să citäm binecunoscutele metode ale tabelelor a

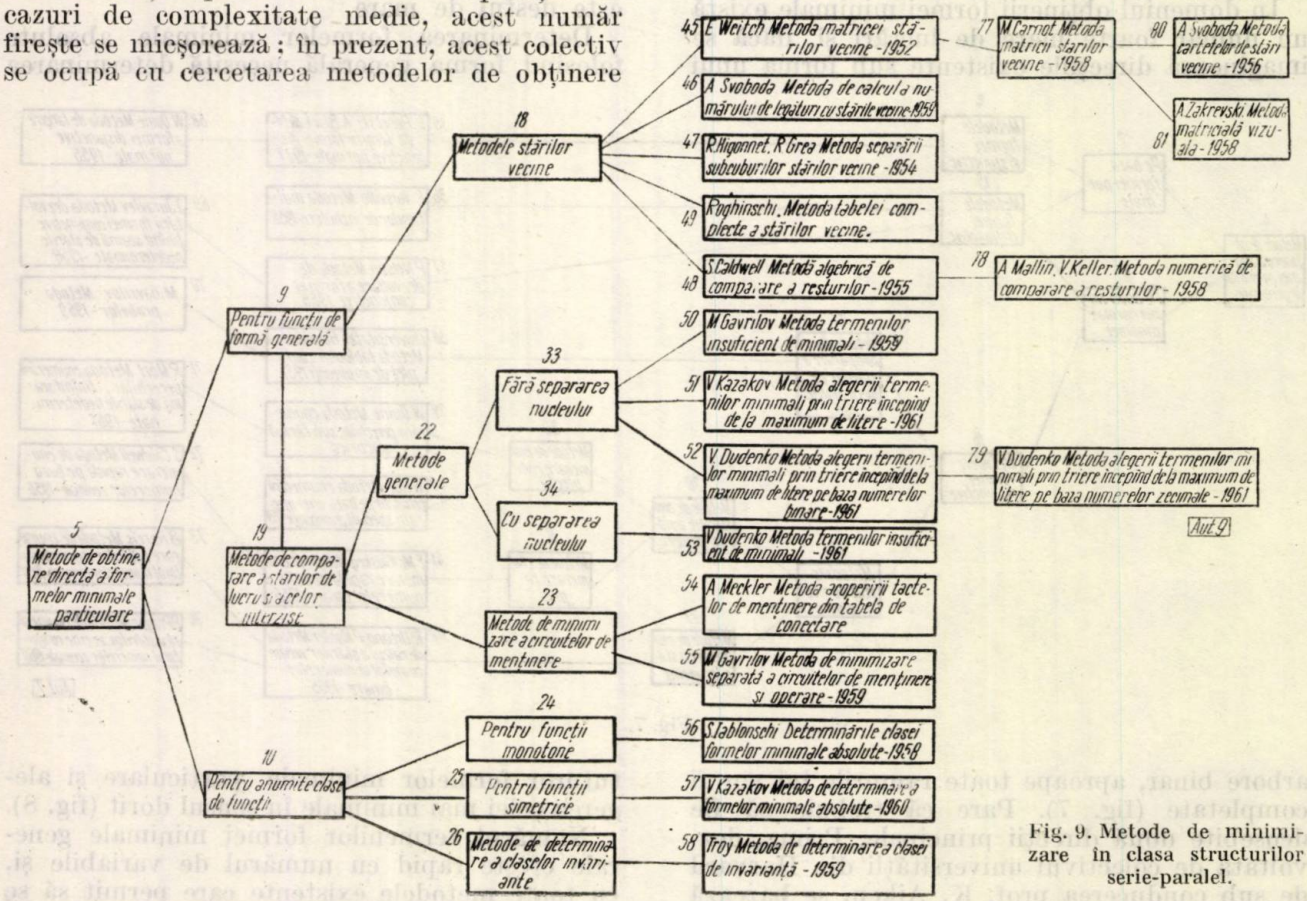


Fig. 9. Metode de minimizare în clasa structurilor serie-paralel.

căror dezvoltare se datoreşte lucrărilor lui Weitch şi Carnot. Aceste metode sînt practice însă sînt aplicabile pentru un număr de variabile de cel mult 5—6.

Ca şi în cazul determinării formei minimale generale, mai practice şi mai universale sînt metodele de obţinere a formelor minimale parţiale bazate pe principiul comparării stărilor de lucru, şi a celor interzise. Şi în acest caz, numărul de operaţii este destul de mare. De data aceasta însă există, într-o serie de cazuri, posibilităţi de micşorare destul de efective a numărului de operaţii, prin introducerea operaţiilor de scoatere în evidenţă a nucleului, împărţirea stărilor de lucru în stări de operare şi de menţinere (pentru dispozitive cu relee cu funcţionarea în mai mulţi timpi etc.). Dintre metodele existente, cel mai mic număr de operaţii, după cum arată cercetările noastre, îl necesită metodele bazate pe determinarea în prealabil a termenilor insuficient de minimali. În privinţa acestor metode există posibilitatea reală pentru construirea de maşini speciale de calcul, de mărime mică, pentru un număr de circa 20 sau mai multe variabile.

Determinarea directă a formelor minimale particulare nu garantează obţinerea formei minimale absolute. Este posibilă numai o anumită apropiere de ea pe calea determinării unui şir de variante ale formelor minimale parţiale şi a alegerii celei mai bune dintre ele. De aceea, dezvoltarea metodelor care permit obţinerea, în cadrul minimizării, a celor mai bune soluţii are o mare importanţă. Din acest punct de vedere, după cît se pare, au mare importanţă lucrările legate de studiul statistic al formelor minime şi de elaborarea metodelor de apreciere a minimalităţii lor, în funcţie de componenţa stărilor de lucru, interzise şi nedeterminate, de elaborarea funcţiilor de apreciere, care determină cea mai bună direcţie a transformărilor în timpul minimizării, la fel cum se procedează în metodele de convergenţă rapidă sau ale gradienţilor, sau de folosirea metodelor de căutare cu aprecierea apropierii posibile de forma minimală absolută asemănătoare metodelor Monte-Carlo.

Se ştie de mult că minimizarea diferitelor clase de structuri cu relee se face cu mai mult succes. În privinţa unora dintre ele (scheme simetrice, scheme în „lanţ" etc.) s-a reuşit să se demonstreze minimalitatea absolută a anumitor structuri. Această cale necesită efectuarea unor lucrări pentru determinarea diferitelor clase de structuri şi de cercetare a proprietăţilor structurii lor, pentru ca să se poată elabora şi pentru ele metode specifice de minimizare.

Din păcate, problema clasificării după structură a dispozitivelor cu relee se află de abia în faza incipientă. Se fac doar primii paşi pentru cercetarea structurilor existente în practică, care au dat de pe acum rezultate foarte interesante. Aşa de exemplu, cercetarea a aproximativ 1 000 de dispozitive cu relee, care se utilizează în tehnica telecomunicaţiilor, a arătat că, de regulă, structurile respective sînt sistematizate şi că, după cum s-a arătat,

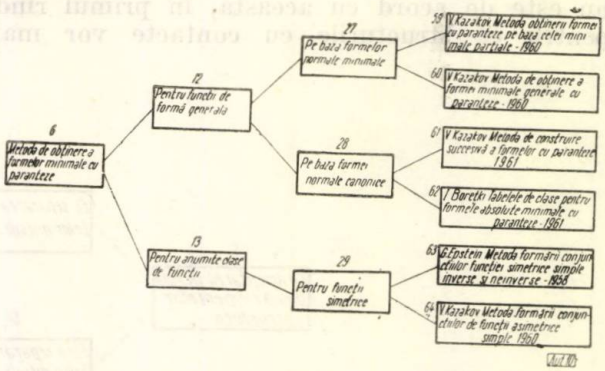


Fig. 10. Metode de minimizare în clasa structurilor serie-paralel.

numărul lor de stări nedeterminate creşte mult mai repede decît numărul stărilor de lucru şi al celor interzise. Pînă acum însă nu sînt cunoscute încă principii de clasificare care să dea rezultate bune în sensul arătat mai sus. Enumerarea claselor de invarianţă este posibilă numai pentru 5—6 variabile, iar pentru formele cu paranteze, nici măcar pentru atît.

Se mai menţionează că, pentru scopuri practice, cele mai importante sînt formele de minimizare cu paranteze. În acest domeniu însă lucrările sînt cel mai puţin dezvoltate (fig. 10) şi deocamdată nu s-au elaborat algoritmi destul de simpli, chiar pentru un mic număr de variabile.

Metodele de minimizare ale multipolilor (1,K) se deosebesc substanţial de cele pentru dipoli, şi deosebirea la unele dintre ele constă

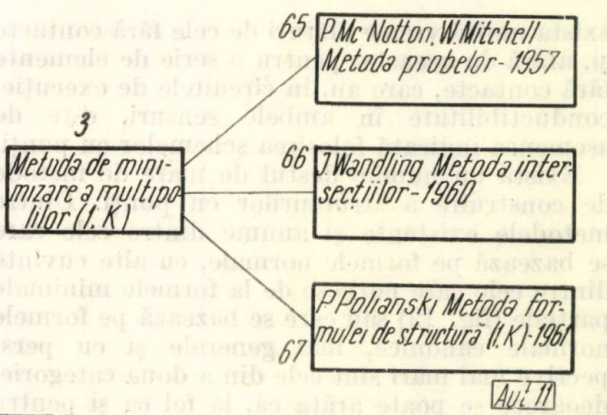


Fig. 11. Metode de minimizare în clasa structurilor serie-paralel.

numai în faptul că trebuie să se mărească numărul de variabile ale funcţiei booleene pentru a ţine seamă de diferitele ieşiri.

Există o categorie de structuri generale, pentru care este necesară aplicarea de metode

specifice de sinteză. Din această categorie fac parte aşa-numitele structuri cu punţi.

A fost exprimat punctul de vedere că lucrările în acest domeniu nu mai sînt actuale, deoarece schemele cu punţi se utilizează în special în cazul dispozitivelor cu contacte şi relee. Autorul nu este de acord cu aceasta, în primul rînd pentru că structurile cu contacte vor mai

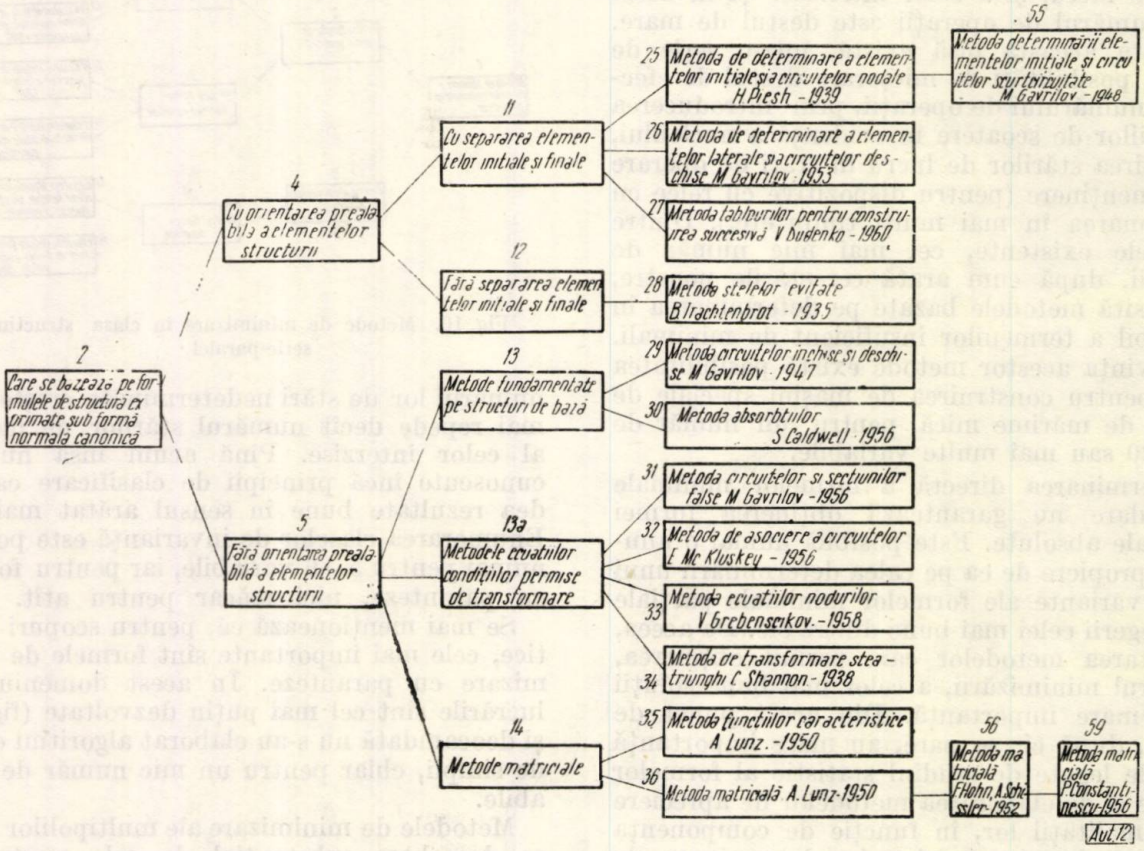


Fig. 12. Metode de minimizare în clasa structurilor cu punţi.

exista multă vreme alături de cele fără contacte şi, afară de aceasta, pentru o serie de elemente fără contacte, care au, în circuitele de execuţie, conductibilitate în ambele sensuri, este de asemenea indicată folosirea schemelor cu punţi.

Există un număr destul de mare de metode de construire a structurilor cu punţi. Dintre metodele existente şi anume dintre cele care se bazează pe formele normale, cu alte cuvinte dintre cele care pornesc de la formele minimale parţiale (fig. 12) sau care se bazează pe formele normale canonice, mai generale şi cu perspective mai mari sînt cele din a doua categorie, deoarece se poate arăta că, la fel ca şi pentru formele minimale cu paranteze, forma minimală parţială duce în anumite cazuri la construirea unor structuri mai puţin minimale decît forma normală canonică.

Dintre metodele care se bazează pe formele normale canonice, majoritatea sînt separatoare, adică cer o astfel de alcătuire a structurii, în care între fiecare pereche de ieşiri din multipolul (1, K) conductibilitatea este egală cu zero (fig. 13). Aceasta necesită în majoritatea cazurilor o aşezare ordonată a elementelor executive, adică impune anumite restricţii alcătuirii structurii, ceea ce ar putea să nu ducă la soluţii minimale. Metodele generale care nu necesită acest fel de restricţii sînt insuficient dezvoltate, deşi cele existente sînt destul de satisfăcătoare în cazul unui număr relativ mic de variabile.

Numărul mare de operaţii de minimizare, atît în clasa de structuri serie-paralel, cît şi în clasa structurilor cu punţi, face ca problemele maşinizării proceselor de sinteză să fie extrem de actuale. În acest domeniu, lucrările au început să apară numai în ultimii ani. În aceste lucrări există următoarele orientări: crearea unor maşini cu specializare strictă pentru executarea diferitelor operaţii de sinteză, crearea de maşini logice universale, crearea de adaptoare logice pentru maşinile universale cifrice de calcul şi programarea problemelor de sinteză la maşinile universale cifrice. La Institutul de automatică şi telemecanică pot fi examinate, de persoanele interesate, maşini de birou, elaborate de Institut, pentru analiza structurii dispozitivelor cu relee, pentru obţinerea termenilor minimali şi pentru obţinerea structurilor cu punţi, acestea din urmă pentru structurile cu şase variabile, şi o maşină pentru

sinteza structurilor cu punți, elaborată la Institutul pentru problemele transmiterii informației al Academiei de Științe a U.R.S.S.

Lucrările în legătură cu evaluările asimptotice prezintă un mare interes teoretic. Aceste evaluări, fiind bazate pe unele metode de sin-

Din această cauză vom arăta numai că din punctul de vedere al dezvoltării metodelor mai generale prezintă o mare importanță lucrările care au apărut în ultimul timp în legătură cu așa-numitele elemente cu „prag", precum și în legătură cu rețelele cu „diode".

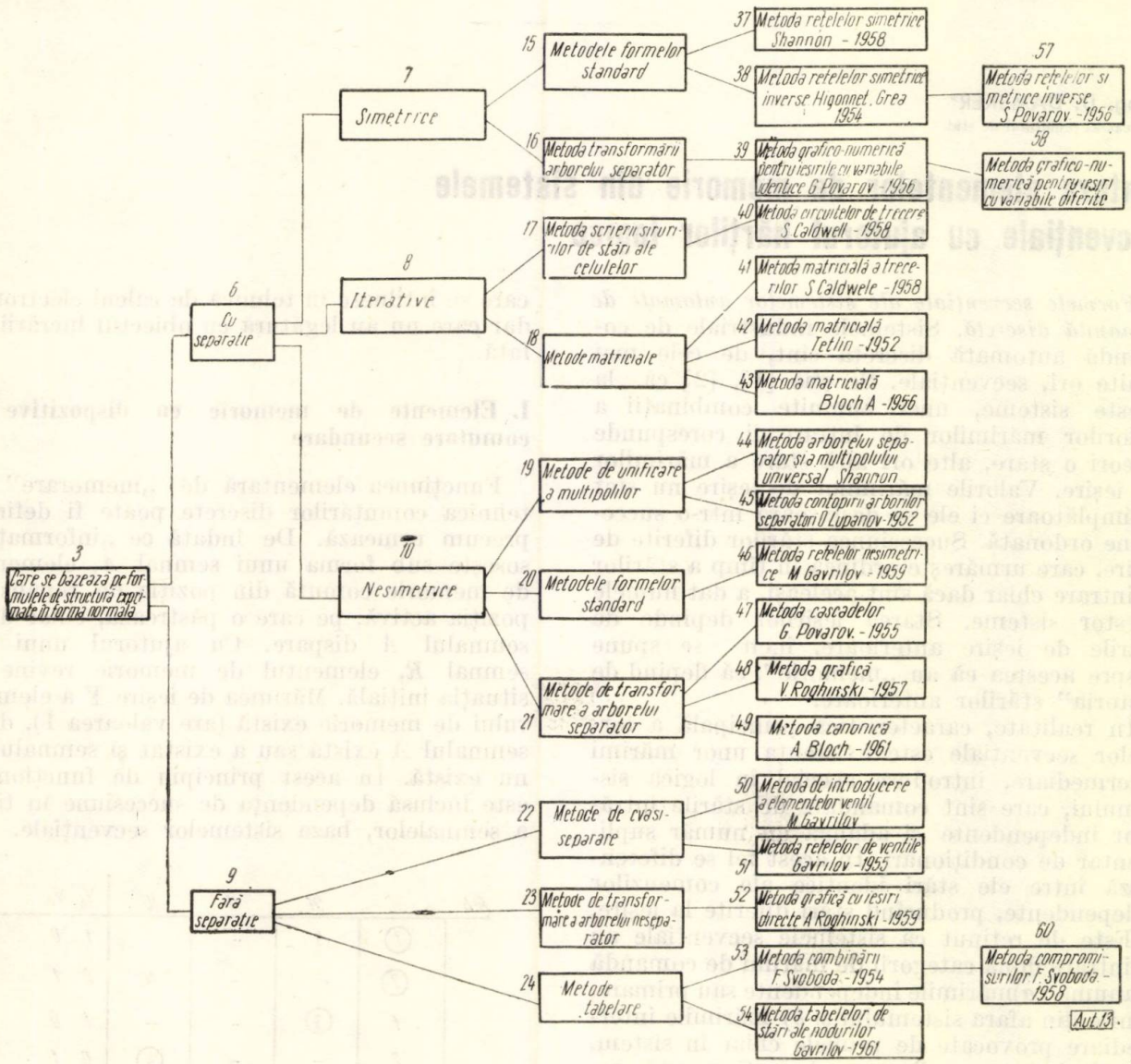


Fig. 13

teză prea generale, dau totuși limite foarte largi și sînt puțin aplicabile în scopuri practice. O importanță mai mare o au evaluările pentru diferite clase de funcții.

Construirea structurilor cu elemente fără de contacte se deosebește mai cu seamă prin aceea că este necesar să se ia în considerare în special proprietățile structurii lor. Acestei probleme îi este consacrat un mare număr de lucrări și pentru o serie de elemente există metode care pot fi folosite destul de satisfăcător, care însă au totuși un caracter particular.

Așadar, în concluzie, examinarea stadiului actual al teoriei dispozitivelor cu relee și a automatelor finite arată că au fost rezolvate o serie de probleme principale, care au o importanță excepțional de mare pentru dezvoltarea concepției noastre asupra esenței problemelor de care ne ocupăm. Aceasta se referă îndeosebi la partea de sinteză abstractă a dispozitivelor cu relee. Noi sîntem însă departe de a putea oferi celor care lucrează practic în domeniul tehnicii releelor metode simple și eficiente pentru a rezolva problemele complexe care se

pun. Un mare ajutor în această privinţă îl vor constitui lucrările de minimizare a proceselor de sinteză şi analiză. Alături de o serie de probleme deja rezolvate există un mare număr de probleme nerezolvate sau care se găsesc în stadiul iniţial, unele dintre ele prezentînd un mare interes teoretic şi practic. Eforturile unite ale unui număr mare de oameni de ştiinţă şi ingineri care lucrează la rezolvarea acestor probleme în diferite ţări constituie o garanţie că problemele existente vor fi rezolvate cu succes.

Ing. D. DAMSKER*
Laureat al premiului de stat

Sinteza elementelor de memorie din sistemele secvenţiale cu ajutorul hărţilor logice

Formele secvenţiale ale sistemelor automate de comandă discretă. Sistemele industriale de comandă automată discretă sînt, de cele mai multe ori, secvenţiale. Se ştie [1], [2] că la aceste sisteme, unei anumite combinaţii a valorilor mărimilor de intrare îi corespunde uneori o stare, alte ori altă stare a mărimilor de ieşire. Valorile mărimilor de ieşire nu sînt întîmplătoare ci ele se desfăşoară într-o succesiune ordonată. Succesiunea stărilor diferite de ieşire, care urmăreşte ordinea în timp a stărilor la intrare chiar dacă sînt aceleaşi, a dat numele acestor sisteme. Starea ieşirilor depinde de stările de ieşire anterioare, încît se spune despre acestea că au „memorie", că depind de „istoria" stărilor anterioare.

În realitate, caracteristica principală a formelor secvenţiale este existenţa unor mărimi intermediare, introduse special în logica sistemului, care sînt comandate de stările intrărilor independente şi adaugă un număr suplimentar de condiţionări. În acest fel se diferenţiază între ele stări identice ale comenzilor independente, producînd stări diferite la ieşire.

Este de reţinut că sistemele secvenţiale au la intrare două categorii de mărimi de comandă şi anume : *a*)mărimile independente sau primare, venite din afara sistemului şi *b*) mărimile intermediare provocate de primele chiar în sistem, constituind comenzile secundare. Comenzile secundare sînt retroacţiuni ale mărimilor intermediare, uneori chiar ale mărimilor de ieşire.

Mărimile intermediare sînt realizate de dispozitive de comutare secundară. În sistemele secvenţiale de comandă discretă, dispozitivele de comutare secundară îndeplinesc funcţiunea de „memorare" (reţinere) a unei „informaţii" simple. Cea mai simplă „informaţie" este indicaţia asupra valorii unei mărimi binare. Dispozitivul sau elementul care poate reţine această indicaţie este denumit „elementul de memorie". El este forma embrionară a „memoriilor" care se întîlnesc în tehnica de calcul electronic, dar care nu au legătură cu obiectul lucrării de faţă.

I. Elemente de memorie ca dispozitive de comutare secundare

Funcţiunea elementară de „memorare" în tehnica comutărilor discrete poate fi definită precum urmează. De îndată ce „informaţia" soseşte sub forma unui semnal A, elementul de memorie comută din poziţia de repaus în poziţia activă, pe care o păstrează, chiar dacă semnalul A dispare. Cu ajutorul unui alt semnal R, elementul de memorie revine în situaţia iniţială. Mărimea de ieşire Y a elementului de memorie există (are valoarea 1), dacă semnalul A există sau a existat şi semnalul R nu există. În acest principiu de funcţionare este inclusă dependenţa de succesiune în timp a semnalelor, baza sistemelor secvenţiale.

RA	00	01	11	10	Y_A Y_R
	①	3	–	–	1 0
	②	–	–	4	0 1
	1	③	–	–	1 0
	2	–	–	④	0 1

Aut 14

Fig. 1. Tabela trecerilor pentru elementul de memorie.

În această secţie se propune a se face sinteza circuitului cu două intrări A şi R, care nu pot fi simultan 1, avînd două ieşiri Y_A şi Y_R antivalente, asociate cu intrările respective prin indice în sensul că ele există simultan cu intrarea respectivă şi se menţin după dispariţia ei.

Din condiţiile arătate se poate întocmi o tabelă a trecerilor [2], [3] ca în figura 1. Pentru

---

* *D. Damsker* este inginer specialist la I.P.L.

A, $R = 0,0$ pot fi două stări stabile : *1* cu $Y_A = 1$ şi *2* cu $Y_R = 1$. Combinaţiile la intrare A, $R = 1,0$ şi A, $R = 0,1$ au cîte o singură stare stabilă la ieşire. Combinaţia A, $R = 1,1$ nu este posibilă prin datele problemei. Au fost notate stările nestabile astfel ca pornind de la o stare stabilă să se ajungă la starea stabilă corespunzătoare combinaţiei de la intrare. Poziţiile corespunzătoare stărilor care sînt inaccesibile au fost barate.

Cele patru rînduri ale tabelei pot fi contopite în două rînduri diferite între ele prin cele două stări stabile (*1*) şi (*2*). Deci ajunge o singură variabilă secundară pentru ca prin valorile sale să diferenţieze cele două rînduri. Această mărime poate fi una dintre ieşiri. Totuşi, pentru a se ajunge la un circuit simetric, se admit ambele mărimi de ieşire ca fiind şi variabile secundare. Prin aceasta se măreşte numărul stărilor de opţiune, însă operaţiile staţionare nu sînt modificate.

Astfel se poate construi harta trecerilor. Pe marginea din stînga se trec combinaţiile mărimilor secundare Y_A, Y_R, scrise cu litere mici.

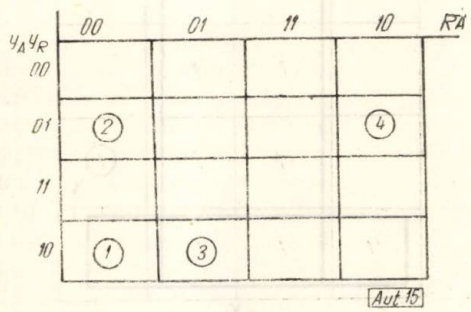


Fig. 2. Harta trecerilor pentru elementul de memorie.

În capul coloanelor se trec combinaţiile de valori ale intrărilor independente. În interiorul hărţii se notează stările staţionare, lăsîndu-se stările inaccesibile şi cele tranzitorii nedeterminate. Stările staţionare sînt luate din tabela trecerilor, respectîndu-se notaţia din dreptul coloanelor. Rîndurile se formează după combinaţiile de valori ale mărimilor $y_A y_R$, urmărindu-se ca la stările staţionare valorile lui $y_A y_R$ să fie în concordanţă cu ale mărimilor $Y_A Y_R$, astfel cum sînt înregistrate de tabela trecerilor. În acest fel a rezultat harta din figura 2.

De la harta trecerilor se poate ajunge la harta secvenţială, scriind în locul numărului stării combinaţia de valori a ieşirilor şi separînd harta pentru fiecare mărime de ieşire în parte (figura 3).

În figura 3 înregistrările corespunzătoare stărilor staţionare au fost subliniate şi sînt obligatorii. Celelalte căsuţe pot primi valori arbitrare şi vor rezulta circuite echivalente însă de construcţie diferită. Un circuit simetric, important din punct de vedere tehnic, se obţine completînd hărţile ca în figură.

După hărţi, mărimile de ieşire pot fi scrise, urmărind înregistrările 0, care permit exprimarea simbolică sub formă disjunctivă :

$$\left.\begin{aligned} Y_R &= \overline{A \vee Y_A} \\ Y_A &= \overline{R \vee Y_R} \end{aligned}\right\} \qquad (\text{I. } 1)$$

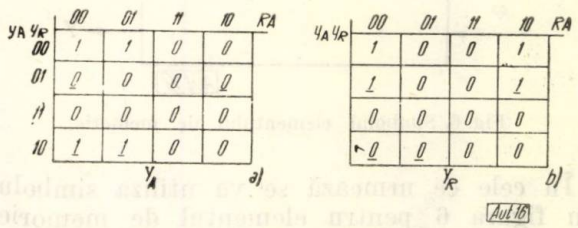


Fig. 3. Harta secvenţială pentru elementul de memorie.

Hărţile secvenţiale arată că sub această formă nu este hazard la comutarea variabilelor, încît circuitul poate fi realizat după schema simbolică din figura 4.

Dat fiind că tranziţiile de la o stare staţionară la alta nu pot avea importanţă practică şi

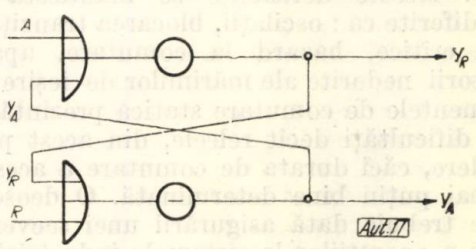


Fig. 4. Schema simbolică a elementului de memorie.

că ambele intrări nu pot coexista, se poate admite că:

$$Y \equiv \overline{Y}_R \equiv Y_A ; \quad \overline{y}_R \equiv y_A \equiv Y. \qquad (\text{I. } 2)$$

Egalităţile 1 şi 2 conduc la :

$$Y_A \equiv Y = \overline{R} \,\&\, y_R = \overline{R} \,\&\, (A \vee Y) \qquad (\text{I. } 3)$$

care este expresia logică a funcţiei definite de schema din figura 4. Această schemă corespunde circuitelor bistabile simetrice cu tuburi

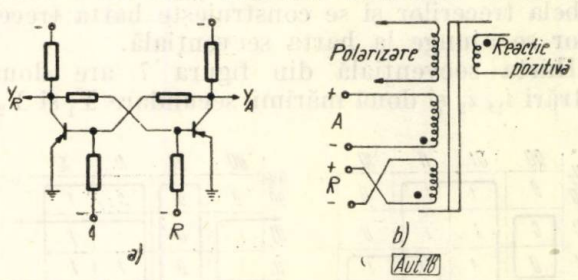


Fig. 5. Scheme electrice pentru elementul de memorie.

electronice (amplificatorul Eccles-Jordan) care mai pot fi construite fie cu tranzistoare, fie cu amplificatoare magnetice. Ultimele două tipuri de circuite sînt utilizate ca elemente de memorie pentru comanda statică discretă [4], [5].

Instrumentarea circuitului din figura 4 este ilustrată în figura 5 cu tranzistoare *a* şi transductoare *b*.

Sînt cunoscute numeroase scheme, dintre care unele combinate cu tranzistoare şi transductoare [6].

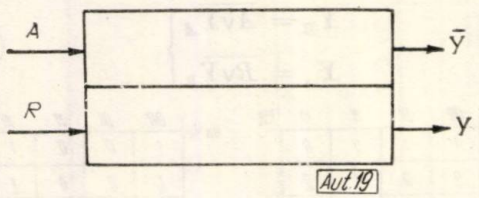


Fig. 6. Simbolul elementului de memorie.

În cele ce urmează se va utiliza simbolul din figura 6 pentru elementul de memorie, indiferent de realizarea lui fizică.

II. Dificultăţi comune la sinteza circuitelor secvenţiale de comutare statică

Deficienţele comune în sistemele secvenţiale provin dintr-o temporizare defectuoasă a operaţiilor. Aceste deficienţe se manifestă sub forme diferite ca : oscilaţii, blocarea tranziţiilor, treceri critice, hazard la comutare, apariţii tranzitorii nedorite ale mărimilor de ieşire etc.

Elementele de comutare statică prezintă mai multe dificultăţi decît releele, din acest punct de vedere, căci durata de comutare a acestora este mai puţin bine determinată. O deosebită atenţie trebuie dată asigurării unei secvenţări corecte a operaţiilor la sistemele industriale de comutare discretă statică de tip numit asincron, lipsite deci de un „ceas" introdus special cu scopul de a determina ritmul operaţiilor.

În continuare, vom lua un exemplu pentru a ilustra cum se prezintă hazardul la comutarea elementelor logice statice şi metoda de înlăturare a lor propusă de noi.

Se cere să se conceapă un sistem cu mărime de ieşire Z, condiţionată de existenţa unui semnal i_1 şi de existenţa prealabilă dar nu actuală a altui semnal i_2. După ce se scrie tabela trecerilor şi se construieşte harta trecerilor se ajunge la harta secvenţială.

Harta secvenţială din figura 7 are două intrări i_1, i_2 şi două mărimi secundare Y_1 şi Y_2.

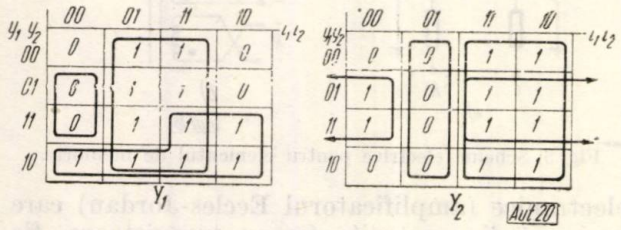


Fig. 7. Harta secvenţială a sistemului studiat.

Fie y_1 şi y_2 două semnale legate respectiv de Y_1 şi Y_2 dar care apar cu o mică întîrziere faţă de acestea (exemplu : y este contactul normal închis al unui releu iar Y este tensiunea care comandă cuplarea acestuia). Urmărind încercuirile de pe hartă, ecuaţiile mărimilor de comutaţie secundară sînt :

$$\left.\begin{aligned} Y_1 &= i_2 \vee \{y_1 \,\&\, (\bar{y}_2 \vee i_1)\} \\ Y_2 &= i_1 \vee (y_2 \,\&\, i_2) \end{aligned}\right\}. \qquad \text{(II. 1)}$$

Aceleaşi înregistrări de pe harta din figura 7 pot fi grupate ca în figura 8, căreia îi corespunde expresia simbolică pentru Y_1 :

$$Y_1 = i_2 \vee (y_1 \,\&\, \bar{y}_2) \vee (i_1 \,\&\, \bar{i}_2 \,\&\, y_1 \,\&\, y_2). \qquad \text{(II. 2)}$$

Dacă ar fi să realizăm aceste hărţi secvenţiale cu relee, se vede uşor că a doua dă loc la hazard în comutare, atunci cînd se trece între cîmpurile de înregistrări 1.

Releul Y_1 este cuplat pe linia de jos a hărţii în cadrul cîmpului de 4 înregistrări 1 prin valoarea $y_2 = 0$. Dacă însă se comandă trecerea i_2 de la 0 la 1 se trece la cîmpul al doilea de înregistrări 1 însă nu este sigur că Y_1 se menţine cuplat. Într-adevăr, la $i_1 = 1$, Y_2 cuplează şi Y_1 care era reţinut prin circuitul reprezentat de expresia $(y_1 \,\&\, \bar{y}_2)$ din relaţia (II. 2) poate să decupleze şi harta secvenţială nu mai este respectată. Acest lucru nu se poate întîmpla în cazul hărţii din figura 7, căci Y_1 este menţinut cuplat prin comanda $i_1 = 1$, chiar dacă Y_2 cuplează (relaţia II. 1).

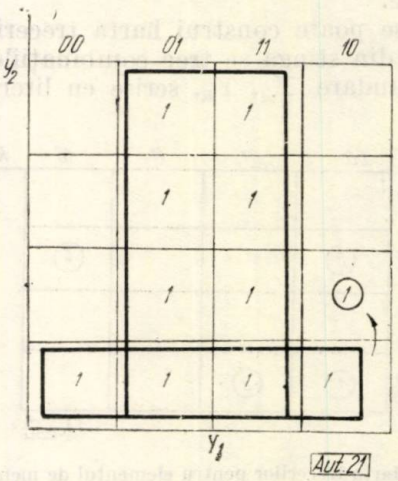


Fig. 8. Altă grupare a înregistrărilor.

Harta din figura 9 are aceleaşi înregistrări ca şi hărţile de mai sus, dar sînt altfel grupate.

Expresia simbolică a lui Y_1 este de data acesta :

$$Y_1 = i_2 \vee (y_1 \,\&\, \bar{y}_2) \vee (i_1 \,\&\, y_1). \qquad \text{(II. 3)}$$

Această grupare nu prezintă hazard la trecerea între cîmpuri pentru că ele se acoperă astfel încît variabila independentă, care comută la trecere, este eliminată de gruparea adiacenţelor.

Dacă se doreşte a se realiza sistemul de comandă cu elemente logice de comutare sta-

tică, urmărind tehnica releelor, este necesar a se introduce elemente de întîrziere ΔT pe linia de retroacțiune a mărimilor Y_1 și Y_2. Schema simbolică este în figura 10 și ca și în cazul releelor nu prezintă hazard. Se va arăta că este posibil uneori să se înlăture elementele de întîrziere prin sinteză corespunzătoare.

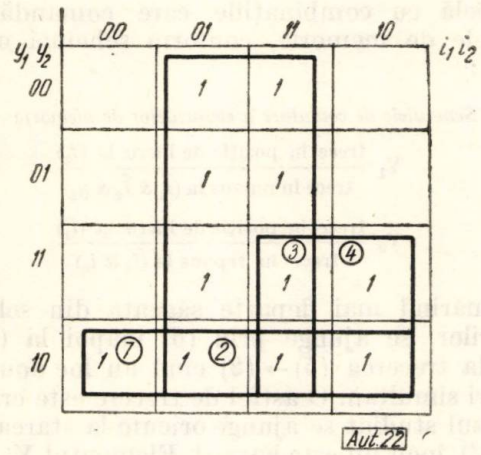


Fig. 9. O nouă grupare a înregistrărilor.

Dacă se înlătură elementele ΔT din schema simbolică din figura 10, reapare hazardul la trecerea $i_1 = 0$ la $i_1 = 1$ cu $i_2 = 0$, $y_1 = 1$ și $\overline{y_2} = 1$, deoarece mersul operațiilor tranzitorii nu mai poate fi controlat la elementele cu comutare rapidă, cum sînt cele cu tranzistoare. De la o stare staționară se trece la alta fără însă să se poată predetermina la care.

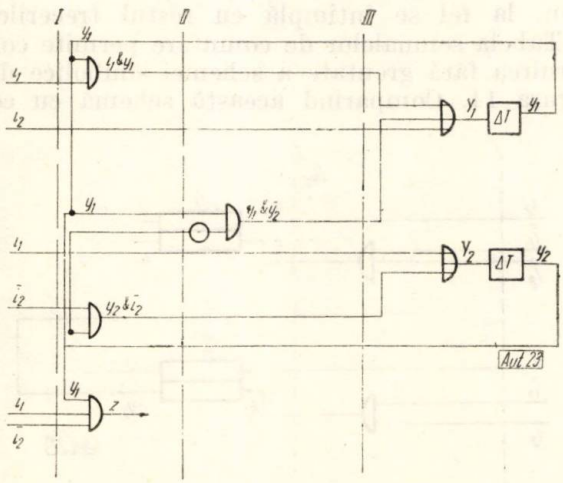


Fig. 10. Schema simbolică a sistemului bazată pe transcrierea schemei cu relee.

Dar sinteza aceluiași sistem poate fi condusă și altfel. Înregistrările 1 de pe harta secvențială pot fi grupate ca în figura 11. Acestei grupări de înregistrări îi corespunde formula simbolică normală conjunctivă:

$$Y_1 = (i_1 \vee i_2 \vee \overline{y}_2) \& (i_2 \vee y_1). \qquad (II.\ 4)$$

Dacă se compară noua grupare cu cea din figura 9 se observă că numărul cîmpurilor a fost redus de la 3 la 1. La trecerea care prezenta hazard, în cazul primei hărți se trece dintr-un cîmp într-altul, în timp ce în cazul hărții a doua se rămîne în același cîmp.

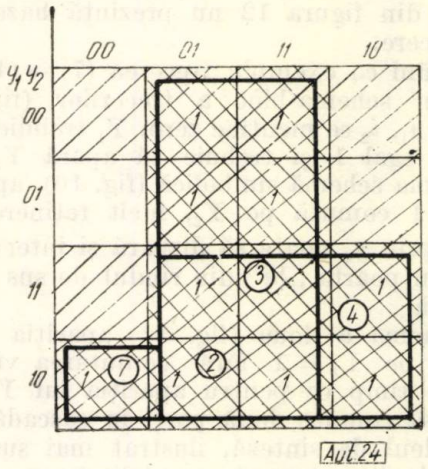


Fig. 11. Ultima formă a grupărilor pe harta secvențială.

Gruparea într-un singur cîmp a tuturor înregistrărilor 1 asigură în cel mai înalt grad înlăturarea hazardului la comutare.

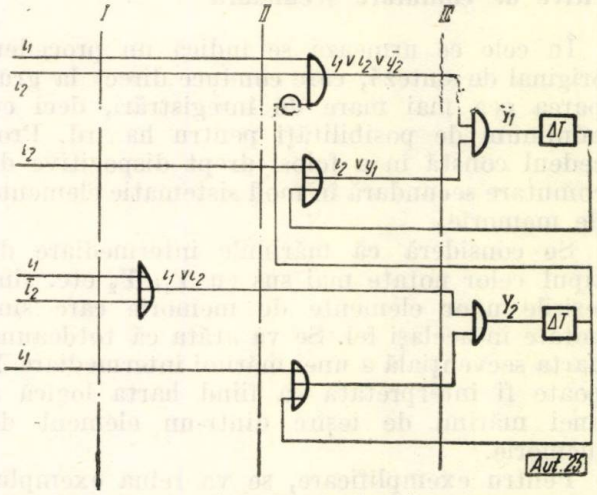


Fig. 12. Schema simbolică după ultima grupare.

Schema simbolică corespunzătoare hărții din figura 11 și formulei (II. 4) este în figura 12,

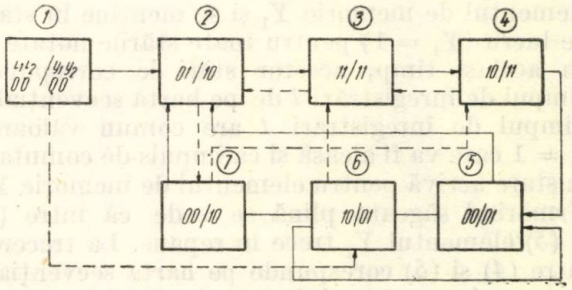


Fig. 13. Schema bloc a trecerilor.

iar schema-bloc a trecerilor între stările stabile este în figura 13. Se pot examina, în paralel, schemele din figurile 10 și 12 pentru fiecare

trecere dacă sînt sau nu necesare elementele de timp. Se constată că schema întîi prezintă hazard la trecerile (2) → (3) şi (7) → (4), cînd nu este sigură menţinerea lui Y_1 fără întîrzierea ΔT. Schema din figura 12 nu prezintă hazard la vreo trecere.

Să luăm ca exemplu trecerea (7) → (4). Se vede din schema-bloc a trecerilor (fig. 13) că apare i_1, i_2 se menţine zero, Y_1 trebuie să se menţină egal 1 şi trebuie să apară $Y_2 = 1$.

În prima schemă simbolică (fig. 10), apariţia lui $i_1 = 1$ comută pe Y_2, încît reţinerea lui $Y_1 = 1$ prin $\bar{y}_2$ poate să dispară şi intervenţia lui i_1 prin poarta „Şi" din rîndul de sus poate fi tardivă.

În schema a doua (fig. 12) apariţia lui i_1 menţine pe $Y_1 = 1$ fără comutarea vreunei porţi, în timp ce pentru apariţia lui $Y_2 = 1$ trebuie să comute două porţi în cascadă.

Procedeul de sinteză, ilustrat mai sus, cunoscut din literatura de specialitate, cere mai multe tatonări pînă se ajunge la o schemă simbolică simplă şi sigură.

III. Sinteza elementelor de memorie ca dispozitive de comutare secundară

În cele ce urmează se indică un procedeu original de sinteză, care conduce direct la gruparea cea mai mare de înregistrări, deci cu minimum de posibilităţi pentru hazard. Procedeul constă în a folosi drept dispozitive de comutare secundară în mod sistematic elemente de memorie.

Se consideră că mărimile intermediare de tipul celor notate mai sus cu Y_1, Y_2 etc. sînt ieşirile unor elemente de memorie care sînt notate în acelaşi fel. Se va arăta că totdeauna harta secvenţială a unei mărimi intermediare Y poate fi interpretată ca fiind harta logică a unei mărimi de ieşire dintr-un element de memorie.

Pentru exemplificare, se va relua exemplul analizat. Se consideră harta secvenţială din figura 7 şi schema bloc corespunzătoare, figura 13. Se urmăresc trecerile între stările staţionare după schema bloc. Între (*1*) şi (*2*) comută elementul de memorie Y_1 şi se menţine în stare de lucru ($Y_1 = 1$) pentru toate stările notate 2. În acelaşi timp, acestor stări le corespunde cîmpul de înregistrări *1* de pe harta secvenţială. Cîmpul de înregistrări *1* are comun valoarea $i_2 = 1$ care va fi aleasă şi ca impuls de comutare în stare activă pentru elementul de memorie Y_1. Urmărind săgeata plină se vede că între (*4*) şi (*5*) elementul Y_1 trece în repaus. La trecerea între (*4*) şi (*5*) corespunde pe harta secvenţială trecerea între cîmpul de înregistrări 1 la cîmpul de înregistrări 0. Combinaţia de variabile care caracterizează căsuţele corespunzătoare stărilor *5* şi (*5*) este ($i_1 \& i_2 \& y_2$). Se alege această combinaţie drept semnal de trecere în blocare a lui Y_1. Alegerea unei alte combinaţii nu este posibilă pentru că ($\bar{i}_1 \& \bar{i}_2$) caracterizează coloana unde mai este o înregistrare 1, alte combinaţii cu y_2 cuprind de asemenea înregistrări 1.

Pentru ca apoi să se poată desena cu uşurinţă schema simbolică, este bine să se întocmească o tabelă cu combinaţiile care comandă elementele de memorie, conform schemei următoare :

Semnalele de comutare a elementelor de memorie

$$Y_1 \ \frac{\text{trece în poziţie de lucru la } (i_2)}{\text{trece în repaus la } (\bar{i}_1 \& \bar{i}_2 \& y_2)}$$

$$Y_2 \ \frac{\text{trece în poziţie de lucru la } (i_1)}{\text{trece în repaus la } (\bar{i}_1 \& i_2)}$$

Urmărind mai departe săgeata din schema trecerilor, se ajunge prin (*6*) înapoi la (*5*) şi apoi la trecerea (*5*) → (*2*) cînd au loc două comutări simultan. O astfel de trecere este critică. În cazul studiat se ajunge oricum la starea stabilă (*2*), încît nu este hazard. Elementul Y_2 trece în repaus şi intră astfel în coloana II, caracterizată prin ($\bar{i}_1 \& i_2$). Această combinaţie se notează în tabela semnalelor de comutare. În acelaşi timp basculează în poziţie de lucru Y_1, trecînd în cîmpul central caracterizat prin $i_2 = 1$. Comanda aceasta de comutare a fost notată anterior. Trecerile (*2*) → (*7*) → (*2*) nu aduc nimic nou. De la (*7*) la (*4*) comută Y_2 sub comanda $i_1 = 1$ care a fost notată la o trecere anterioară. Trecerile (*4*) → (*3*) → (*2*) nu aduc nimic nou, la fel se întîmplă cu restul trecerilor.

Tabela semnalelor de comutare permite construirea fără greutate a schemei simbolice din figura 14. Comparînd această schemă cu cea

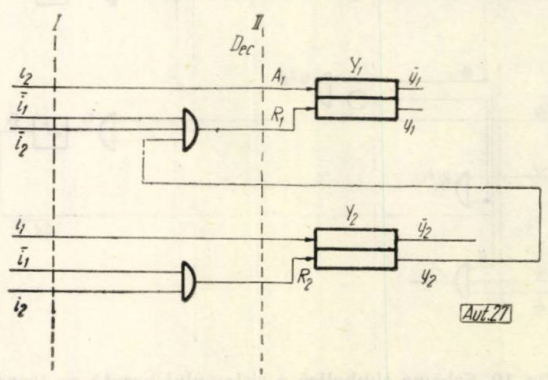


Fig. 14. Schema simbolică a sistemului cu elemente de memorie.

din figura 12 se constată că are mai puţine elemente şi mai puţine legături.

Este interesant de remarcat că se poate trece direct la întocmirea tabelei semnalelor de comutare a elementelor de memorie, citind hărţile secvenţiale. În aceasta constă un mare avantaj al metodei propuse. Se face o categorisire a cîmpurilor secvenţiale ale unui element

de memorie Y_k. Cîmpurile cu înregistrări 1, respectiv 0, trebuie separate în cîmpuri de semnale ale comutărilor şi în cîmpuri de menţinere a poziţiilor. Astfel cîmpurile cu înregistrări 1, caracterizate prin $y_k = 0$ sînt cîmpurile a căror combinaţie a celorlalte variabile în afară de y_k basculează în poziţie activă pe Y_k. Se notează această combinaţie A_k şi se trece în tabela semnalelor de comutare. Cîmpurile care au combinaţia caracteristică $(y_k \& A_k)$ sînt cîmpurile de automenţinere. În aceste cîmpuri dacă înregistrarea este 1 înseamnă că Y_k se menţine în stare activă. Dacă înregistrarea este zero, Y_k pentru acea căsuţă este în repaus. În exemplul dat, cîmpul de automenţinere este $(y_1 \& \bar{i}_2)$. În acest cîmp există un pătrat unde Y_1 nu se menţine în stare activă. Combinaţiile de automenţinere nu sînt reţinute în tabelă.

Cîmpurile cu înregistrare zero se despart în cîmpuri de basculare în repaus, caracterizate prin $y_k = 1$. Combinaţia celorlalte variabile în afară de y_k, caracteristică pentru cîmpurile de comandă în repaus se notează în tabelă cu semnul R_k. Cîmpurile de automenţinere în stare de repaus sînt caracterizate de $(\bar{y}_k \& \bar{R}_k)$. Căsuţele din acest cîmp cu înregistrare zero corespund stării de repaus a elementului de memorie, iar cele cu înregistrare 1 au fost menţionate ca fiind corespunzătoare semnalului de comutaţie în stare activă.

Acelaşi procedeu de sinteză se aplică releelor basculante cu zăvorîre mecanică. Ele sînt identice ca logică cu elementele de memorie statică şi sinteza lor poate fi făcută în acelaşi mod.

Un alt exemplu îl constituie harta secvenţială din figura 15, care reprezintă mărimile inter-

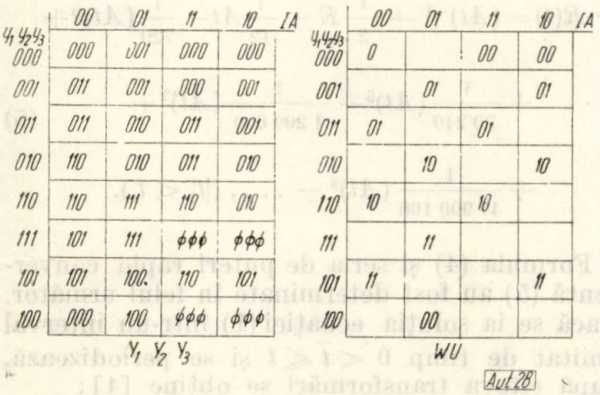


Fig. 15. Harta secvenţială a unui sistem de urmărire a patru semnale.

mediare ale unui sistem de numărare pentru 4 semnale A consecutive. Semnalul 1 comandă numărarea în sens invers. Pentru a găsi combinaţiile care produc trecerea în stare activă a dispozitivului Y_1 se extrage harta lui Y_1 din figura 15 şi anume pentru $y_1 = 0$ (fig. 16, *a*). Y_1 este comutat de combinaţia $(\bar{I} \& \bar{A} \& y_2 \& \bar{y}_3)$ corespunzătoare înregistrării 1.

Bascularea în repaus se face prin combinaţiile $\{(I \& \bar{A} \& \bar{y}_2) \vee (\bar{A} \& \bar{y}_2 \& \bar{y}_3)\}$ deduse din figura 16, *b*, admiţînd $\emptyset = 1$ pe toate căsuţele în afară de pătratul din colţ.

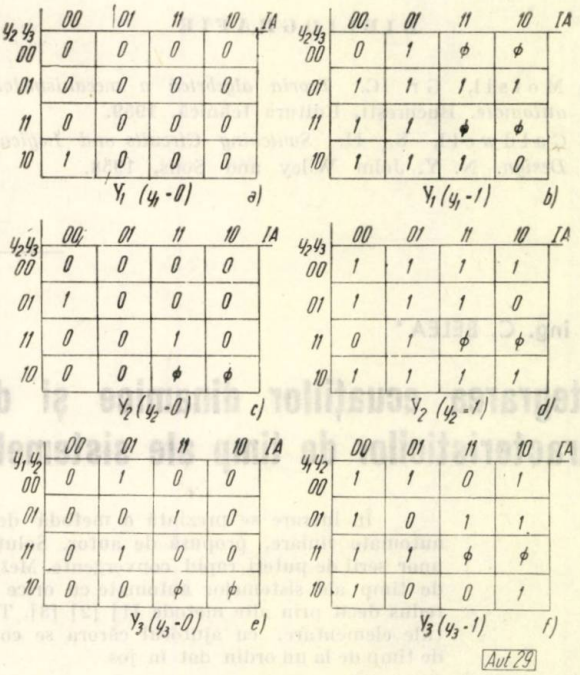


Fig. 16. Hărţile de sinteză pentru elementul de memorie Y_1.

Concluzii

În lucrarea de faţă se propune o metodă de sinteză a sistemelor secvenţiale de comutare statică. Aceasta se bazează pe utilizarea sistematică a elementelor de memorie ca mărimi de comutare intermediară.

Procedeele tratate pînă acum în literatura de specialitate, bazate pe construirea hărţilor logice secvenţiale, urmăresc tehnica sintezei releelor şi introduc elemente de întîrziere. Înlăturarea unora dintre elementele de întîrziere nu se poate face decît prin încercări nesistematice de înlăturare a hazardului.

Sinteza elementelor de memorie, propusă în această lucrare, conduce în mod sistematic la circuite lipsite de hazard la comutare şi mai simple decît cele obţinute prin procedeele cunoscute. Utilizînd elementele de memorie ca dispozitive de comutare secundare, se obţine gruparea într-un singur cîmp a înregistrărilor *1*, respectiv 0, ceea ce asigură lipsa de hazard.

Soluţia la care se ajunge pe această cale este univocă, încît se micşorează munca de concepţie necesară alegerii celei mai bune scheme, plecînd de la hărţile secvenţiale.

De asemenea, se dă regula originală de sinteză a mărimilor intermediare, care, bazîndu-se pe hărţi de grad inferior faţă de cea secvenţială,

permite rezolvarea pe calea construirii hărţilor a sistemelor cu mai multe variabile (cinci, şase şi chiar mai multe). În lucrarea [6] sînt date exemple de sisteme rezolvate pe această cale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[2] Caldwell, S. H. *Switching Circuits and Logical Design.* N. Y. John Wiley and Sons, 1958.

[3] Beizer, B. şi Leibholz, St. W. *Engineering Applications of Boolean Algebra.* În: Electrical Manufacturing, 1938, May, p. 129—138; June, p. 98—108; July, p. 100—109; August p. 108—117; September, p. 67—79, 300—302.

[4] Moisil, Gr. C. *Sur la théorie algébrique des circuits logiques à transistors.* În: Automatisme, vol. VII, nr. 4, Avril, 1962, p. 136—140.

[5] Damsker, D., Fleischer, R. şi Anastasiu, S. *Circuite cu tranzistoare pentru comanda statică a acţionărilor electrice.* În: Automatica şi Electronica 5, nr. 1, ianuarie 1961, p. 21—27.

[6] Damsker, D. *Principii şi mijloace noi de automatizare a acţionărilor electrice.* În curs de apariţie la Editura Academiei R.P.R.

Dr. ing. C. BELEA*

Integrarea ecuaţiilor dinamice şi determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate

În lucrare se prezintă o metodă de integrare a ecuaţiilor dinamice ale sistemelor automate liniare, propusă de autor. Soluţia ecuaţiilor dinamice se determină cu ajutorul unor serii de puteri rapid convergente. Metoda propusă permite determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate cu orice precizie dată, efectuînd un volum de calcule mai redus decît prin alte metode [1] [2] [3]. Totodată, se pun în evidenţă şi se determină funcţiile elementare, cu ajutorul cărora se construieşte apoi mulţimea tuturor caracteristicilor de timp de la un ordin dat în jos.

1. Integrarea ecuaţiilor omogene

Se consideră un sistem de n ecuaţii diferenţiale liniare de ordinul I cu coeficienţi constanţi:

$$\dot{X}(t) + A X(t) = 0, \tag{1}$$

unde X reprezintă matricea-coloană formată din coordonatele sistemului, luate într-o ordine bine stabilită, iar A — matricea pătrată a coeficienţilor sistemului.

Se ştie că soluţia ecuaţiei diferenţiale (1), care ia valorile iniţiale date $X(0) = X_0$, poate fi scrisă sub forma:

$$X(t) = U(t) X_0, \tag{2}$$

unde $U(t)$ reprezintă matricea fundamentală a sistemului dat, care, în momentul iniţial $t = 0$, ia valoarea matricei unitate $U(0) = E$. În teoria matricelor, o asemenea matrice fundamentală se defineşte prin seria matricială:

$$U(t) = e^{-At} = E - \frac{At}{1!} + \frac{(At)^2}{2!} - \frac{(At)^3}{3!} + \ldots, (|t| < \infty). \tag{3}$$

Dar calculul matricei fundamentale $U(t)$ cu ajutorul seriei (3) este anevoios din cauza convergenţei slabe a acestei serii.

S-a propus ca matricea $U(t)$, pentru cazul nesingular $\det A \neq 0$, să se calculeze cu ajutorul formulei:

$$U(t) = E - R^{-1}(t), \tag{4}$$

unde:

$$R(t) = (At)^{-1} + \frac{1}{2} E + \frac{1}{12} At - \frac{1}{720} (At)^3 + \frac{1}{30\,240} (At)^5 - \frac{1}{1\,209\,600} (At)^7 + \frac{1}{47\,900\,160} (At)^9 - \ldots, (|t| < t_c). \tag{5}$$

Formula (4) şi seria de puteri rapid convergentă (5) au fost determinate în felul următor. Dacă se ia soluţia ecuaţiei (1) într-un interval limitat de timp $0 < \bar{t} \leqslant t$ şi se periodizează, după cîteva transformări se obţine [4]:

$$X(\bar{t}) = R(\bar{t}, t)\,[X(0) - X(t)], \tag{6}$$

unde:

$$R(\bar{t}, t) = \frac{1}{t} \sum_{r=-\infty}^{\infty} (ir\omega E + A)^{-1} e^{ir\omega\bar{t}}, \tag{7}$$

$$\left(i = \sqrt{-1},\ \omega = \frac{2\pi}{t}\right).$$

* Dr. ing. *C. Belea* este lector superior la Academia Militară Generală.

Seria Fourier din partea dreaptă a dezvoltării (7) poate fi descompusă astfel:

$$\frac{1}{t}\sum_{r=-\infty}^{\infty}(ir\omega E+A)^{-1}e^{ir\omega\bar{t}}=(At)^{-1}+$$
$$+E\rho_1(\bar{t},t)-A\rho_2(\bar{t},t)+\ldots+$$
$$+(-1)^{m-1}A^{m-1}\rho_m(\bar{t},t)+$$
$$+(-1)^m A^m\frac{1}{t}\sum_{r=-\infty}^{\infty}\frac{(ir\omega E+A)^{-1}}{(ir\omega)^m}e^{ir\omega t},\left(\omega=\frac{2\pi}{t}\right), \quad (8)$$

unde $\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_m$ reprezintă funcţii periodice ajutătoare, care, în intervalul perioadei $0<\bar{t}\leqslant t$, au forma polinomială:

$$\rho_1(\bar{t},t)=-\frac{\bar{t}}{t}+\frac{1}{2},$$

$$\rho_q(\bar{t},t)=-\frac{1}{q!}\frac{\bar{t}^q}{t}+\frac{1}{2(q-1)!}\bar{t}^{q-1}+\frac{C_2}{(q-2)!}t\bar{t}^{q-2}+$$
$$+\frac{C_4}{(q-4)!}t^3\bar{t}^{q-4}+\ldots+\frac{C_{q-1}}{1!}t^{q-2}\bar{t}+C_q t^{q-1},$$
$$(q=2,3,4,\ldots), \quad (9)$$

$$C_q=\frac{1}{2^q}\left[\frac{1}{(q+1)!}-\frac{1}{q!}-\frac{2^2C_2}{(q-1)!}-\frac{2^4C_4}{(q-3)!}-\ldots\right.$$
$$\left.\ldots-\frac{2^{q-2}C_{q-2}}{3!}\right] \text{ pentru } q=2,4,6,\ldots;$$

$$C_1=\frac{1}{2};\quad C_q=0 \text{ pentru } q=3,5,7\ldots$$

Din aceste formule se obţin valorile* :

$$C_2=-\frac{1}{12},\quad C_4=\frac{1}{720},\quad C_6=-\frac{1}{30\,240}, \quad (10)$$
$$C_8=\frac{1}{1\,209\,600},\quad C_{10}=-\frac{1}{47\,900\,160}\ldots$$

Ultima serie Fourier din partea dreaptă a dezvoltării (8) poate fi considerată drept „restul" dezvoltării matricei $R(\bar{t},t)$ în serie de puteri. Se ştie însă că dacă, cu creşterea nemărginită a puterii m (după $\bar{t}$) sau $m-1$ (după t) a seriei de puteri care se obţine din (8) prin introducerea funcţiilor (9), toţi termenii „restului" vor tinde către zero, atunci seria respectivă de puteri este convergentă. Prin urmare, condiţia necesară şi suficientă de convergenţă a seriei de puteri este:

$$\lim_{m\to\infty}\left|\frac{A}{\omega}\right|^m=0,\quad \left(\omega=\frac{2\pi}{t}\right).$$

* Este uşor de demonstrat că aceşti coeficienţi pot fi determinaţi şi cu ajutorul numerelor Bernoulli, care se găsesc în tabele, după formula $C_{2l}=\frac{B_{2l}}{(2l)!}$. Prin aceasta, domeniul de aplicativitate al numerelor Bernoulli se extinde şi la integrarea ecuaţiilor diferenţiale.

Abscisa de convergenţă t_c poate fi determinată din condiţia limită:

$$\lim_{m\to\infty}\left|\frac{A}{\omega_c}\right|^m\neq 0,\infty,\quad \left(\omega_c=\frac{2\pi}{t_c}\right) \quad (11)$$

şi convergenţa va fi asigurată pentru $t<t_c$.

Dacă se consideră sfîrşitul intervalului $\bar{t}=t$, care trebuie să satisfacă numai condiţia de convergenţă $t<t_c$, din formula (6) se obţine:

$$X(t)=R(t,t)\,[X(0)-X(t)],$$

sau

$$X(t)=[E+R(t,t)]^{-1}R(t,t)X_0. \quad (12)$$

Ţinînd seamă de dezvoltarea (8), este uşor de demonstrat relaţia:

$$R(0,t)-R(t,t)=E,$$

cu ajutorul căreia formula (12) ia forma:

$$X(t)=[E-R^{-1}(0,t)]X_0,$$

care dă soluţia (2) prin intermediul formulei (4). Rezultă că matricea $R(t)$ este cazul particular $\bar{t}=0$ al matricei $R(\bar{t},t)$ în care intră numai ultimul termen al fiecăreia dintre funcţiile (9) cu coeficientul respectiv din (10).

Este uşor de văzut că raportul coeficienţilor a doi termeni consecutivi ai seriei (5) are ordinul de mărime $\frac{1}{60}$, $\frac{1}{42}$ ... şi se măreşte pînă la $\frac{1}{4\pi^2}$. Un astfel de raport la seria (3) este atins numai la termenii $\frac{1}{39!}$ şi $\frac{1}{40!}$. Aceasta înseamnă că greutatea specifică a primilor 19 termeni ai seriei (5) este mult mai mare decît greutatea specifică a primilor 39 termeni ai seriei (3), ceea ce face seria (5) în domeniul ei de convergenţă mult mai potrivită pentru calculele obişnuite, în care, de regulă, se introduce un număr redus de termeni.

Seria (5) mai prezintă un avantaj important, şi anume termenii ei totdeauna au semne alternante şi pot fi apreciaţi cu ajutorul teoremei lui Leibniz. Astfel:
dacă $\lim_{l\to\infty}|(At)^{2l-1}C_{2l}|=0$ atunci $t<t_c$ şi seria este convergentă;
dacă $\lim|(At)^{2l-1}C_{2l}|\neq 0$ atunci $t\geqslant t_c$ şi seria este divergentă.

Se ştie, de asemenea, că dacă la efectuarea sumei seriei (5) se neglijează toţi termenii începînd cu $(At)^{2k-1}C_{2k}$, atunci eroarea absolută cu care s-a obţinut suma nu depăşeşte valoarea absolută a primului termen neglijat, adică $|(At)^{2k-1}C_{2k}|$. În felul acesta se pot efectua calculele cu orice precizie dată, limitîndu-ne la un număr mic de termeni. Din condiţia ca eroarea de calcul să nu depăşească limita admisă pentru un număr dat de termeni, se determină valoarea maximă a intervalului

de integrare $t = \tau^*$. Cu matricea fundamentală $U(\tau)$, determinată pentru acest interval după formula (4), se poate extinde soluţia pe toată axa timpului $0 < t < \infty$ cu ajutorul formulei de recurenţă:

$$X[(\nu+1)\tau] = U(\tau)\,X(\nu\tau),\ (\nu = 0,1,2,\ldots).$$

În particular, pentru $At = -x$, unde x reprezintă o variabilă scalară, din formulele (4) şi (5) se obţine o nouă formulă pentru dezvoltarea funcţiei exponenţiale:

$$e^x = 1 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{x} - \cfrac{1}{2} + \cfrac{x}{12} - \cfrac{x^3}{720} + \cfrac{x^5}{30\,240} - \cfrac{x^7}{1\,209\,600} + \ldots},$$

$$(|x| < 2\pi). \qquad (13)$$

Raza de convergenţă $x_c = 2\pi$ pentru dezvoltarea (13) se obţine imediat din condiţia (11).

Pentru a aprecia rapiditatea cu care aproximaţiile succesive ale dezvoltării (13) tind către valoarea exactă a funcţiei e^x în comparaţie cu rapiditatea convergenţei dezvoltării clasice:

$$e^x = 1 + \frac{x}{1} + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} + \frac{x^5}{120} + \frac{x^6}{720} + \ldots,\ (|x| < \infty), \qquad (14)$$

se dau rezultatele calculului numărului e în diferite aproximaţii $e_{(k)}$, după cele două formule:

Formula	$e_{(2)}$	$e_{(3)}$	$e_{(4)}$	$e_{(5)}$	$e_{(6)}$
(13)	3	2,7143	2,7183614	2,7182795	2,718281908
(14)	2	2,50	2,666	2,7083	2,716666

Dacă se ţine seamă că $e = 2{,}718281828\ldots$, din comparaţia datelor acestei tabele rezultă că şase termeni în dezvoltarea (13) pentru $x = 1$ dau valoarea numărului e cu 6 zecimale exacte, în timp ce dezvoltarea clasică (14), cu acelaşi număr de termeni, dă o precizie de numai 2 zecimale exacte.

Formula (4) şi dezvoltarea (5) sînt valabile numai în cazul nesingular cînd există matricea A^{-1} (det $A \neq 0$). Această condiţie este satistisfăcută de toate sistemele dinamice liniare stabile. Ea poate să nu fie satisfăcută în cazul unor sisteme neliniare pe anumite porţiuni ale neliniarităţilor lor.

* Este posibil ca acest interval să fie prea mare pentru a putea construi toate detaliile procesului tranzitoriu. Atunci τ se micşorează şi precizia de calcul poate fi mărită sau numărul de termeni redus şi mai mult.

Pentru cazul singular cînd det $A = 0$, folosind dezvoltarea în serie Fourier simetrică, după cîteva transformări asemănătoare cu cele de mai sus se obţine formula:

$$U(t) = P^{-1}(t) - E,$$

unde:

$$P(t) = \frac{1}{2}E + \frac{1}{4}(At) - \frac{1}{48}(At)^3 + \frac{1}{480}(At)^5 - \frac{0{,}85}{4\,032}(At)^7 + \frac{0{,}775}{36\,288}(At)^9 - \ldots,\ (|t| < t_c).$$

Coeficienţii C_{2l} ai termenilor cu $(At)^{2l-1}$ din această serie se determină cu ajutorul formulei de recurenţă:

$$C_{2l} = -\frac{1}{2}\left[\frac{1}{2(2l-1)!} + \frac{C_2}{(2l-2)!} + \frac{C_4}{(2l-4)!} + \ldots + \frac{C_{2l-2}}{2!}\right],\ (l = 1,2,3,\ldots).$$

În ceea ce priveşte forma concretă a ecuaţiilor de mişcare şi aspectul matricei variabilelor $X(t)$ şi matricei coeficienţilor A, se disting două cazuri principale care sînt prezentate pe scurt.

1) *Ecuaţiile de mişcare se dau în forma lui Cauchy*:

$$\dot{x}_k(t) + \sum_{\alpha=1}^{n} a_{k\alpha}\,x_\alpha(t) = b_k f(t),\ (k = 1,2,\ldots,n) \qquad (15)$$

unde $a_{k\alpha}$, b_k sînt coeficienţi constanţi; $x_k(t)$ — coordonatele sistemului, dintre care una, de exemplu $x_1(t)$, reprezintă mărimea de ieşire; $f(t)$ — coordonata sau mărimea de intrare.

Pentru mişcarea liberă de prelucrare a condiţiilor iniţiale, cînd $f(t) \equiv 0$, în acest caz în ecuaţia (1) intră:

$$X(t) = \begin{Vmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{Vmatrix},\quad A = \begin{Vmatrix} a_{11} & a_{12} & \ldots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \ldots & a_{2n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ a_{n_1} & a_{n2} & \ldots & a_{nn} \end{Vmatrix}.$$

2) *Se cunoaşte funcţia de transfer a sistemului*

$$Y(s) = \frac{M(s)}{N(s)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \ldots + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_0}, \qquad (16)$$

unde: $a_0, a_1, \ldots, a_{n-1}, b_0, b, \ldots b_n$ sînt coeficienţi constanţi, dintre care $b_n, b_{n-1}\ldots, b_{m-1}$ sînt nuli dacă ordinul numărătorului m este mai mic decît ordinul numitorului n. Pornind de la funcţia de transfer (16) se poate forma imediat ecuaţia diferenţială:

$$N(p)x(t) = M(p)f(t),\ \left(p = \frac{d}{dt}\right), \qquad (17)$$

unde $M(p)$ şi $N(p)$ reprezintă operatori diferenţiali liniari de ordinul m şi respectiv n cu

coeficienţi constanţi; $x(t)$ şi $f(t)$ sînt coordonatele de ieşire şi, respectiv, intrare ale sistemului dat.

În mişcare liberă, pentru $f(t) \equiv 0$, avem ecuaţia omogenă

$$N(p)x(t) = 0,$$

care poate fi adusă la forma (1) prin intermediul matricelor:

$$X(t) = \begin{Vmatrix} x(t) \\ x'(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x^{(n-1)}(t) \end{Vmatrix},$$

$$A = \begin{Vmatrix} 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ a_0 & a_1 & a_2 & \dots & a_{n-2} & a_{n-1} \end{Vmatrix}. \quad (18)$$

2. Integrarea ecuaţiilor neomogene

Regimul forţat, cauzat de aplicarea unei acţiuni de comandă, unei acţiuni perturbatoare sau unei combinaţii a acestora $F(t)$ într-un sistem automat, se determină prin soluţia ecuaţiei diferenţiale neomogene:

$$\dot{X}(t) + AX(t) = F(t), \quad (19)$$

corespunzătoare condiţiilor iniţiale existente în sistem în momentul aplicării funcţiei $F(t)$, care este desemnat cu $t = 0$.

Se consideră cazul cînd matricea-coloană $F(t)$ se compune din polinoame algebrice care nu depăşesc gradul r:

$$F(t) = F_r \frac{t^r}{r!} + F_{r-1} \frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \dots + F_0, \quad (20)$$

unde $F_0, F_1, \dots, F_r$ reprezintă matrice-coloane constante. Soluţia ecuaţiei (19) corespunzătoare condiţiilor iniţiale date $X(0) = X_0$ pentru cazul particular (20) poate fi obţinută cu ajutorul formulei generale:

$$X(t) = U(t)X_0 + \int_0^t U(t-\vartheta)F(\vartheta)\,d\vartheta,$$

aplicînd succesiv metoda de integrare prin părţi. În această formulă, $U(t)$ reprezintă matricea fundamentală a ecuaţiei omogene care îndeplineşte condiţia $U(0) = E$. Se va adopta însă calea reducerii ecuaţiei neomogene la o ecuaţie omogenă.

În ecuaţia (19) se efectuează schimbarea*:

$$X(t) - A^{-1}F(t) = X_1(t), \quad (21)$$

şi se obţine:

$$\dot{X}_1(t) + AX_1(t) = -A^{-1}\dot{F}(t) = -$$
$$= -A^{-1}\left[F_r \frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \dots + F_1\right]. \quad (22)$$

Notînd mai departe:

$$X_1(t) + A^{-2}\dot{F}(t) = X_2(t), \quad (23)$$

ecuaţia (22) ia forma:

$$\dot{X}_2(t) + AX_2(t) = A^{-2}\ddot{F}(t) =$$
$$= A^2\left[F_r \frac{t^{r-2}}{(r-2)!} + \dots + F_2\right] \quad (24)$$

şi, repetînd această operaţie de r ori, se obţine în final:

$$X_r(t) + (-1)^{r+1}A^{-(r+1)}F^{(r)}(t) = X_{r+1}(t), \quad (25)$$

$$\dot{X}_{r+1}(t) + A\,X_{r+1}(t) = 0. \quad (26)$$

Dacă se ţine seamă de relaţiile (21), (23), ..., (25) şi se fac înlocuirile corespunzătoare din (22), (24), ..., atunci se obţine relaţia între coordonatele iniţiale $X(t)$ şi coordonatele ecuaţiei omogene (26) în forma:

$$X_{r+1}(t) = X(t) - A^{-1}\left[F_r \frac{t^r}{r!} + F_{r-1}\frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \dots + F_0\right] + A^{-2}\left[F_r \frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \dots + F_1\right] + \dots + (-1)^{r+1}A^{-(r+1)}F_r \quad (27)$$

De aici rezultă condiţiile iniţiale:

$$X_{r+1}(0) = X(0) - A^{-1}F_0 + A^{-2}F_1 - \dots + (-1)^{r+1}A^{-(r+1)}F_r, \quad (28)$$

pentru care se va integra ecuaţia omogenă (26), şi formula după care se face revenirea la variabilele iniţiale:

$$X(t) = X_{r+1}(t) + A^{-1}F_r \frac{t^r}{r!} + (A^{-1}F_{r-1} - A^{-2}F_r)\frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \dots + [A^{-1}F_0 - A^{-2}F_1 + \dots + (-1)^r A^{-(r+1)}F_r]. \quad (29)$$

Integrarea ecuaţiei omogene (26) se poate efectua cu orice precizie dată, folosind metoda expusă în paragraful precedent.

Pentru teoria reglării automate, o importanţă deosebită prezintă ecuaţia (17) şi transcrierea ei în forma matricială (19) prin intermediul matricelor (18). Să vedem ce aspect va avea funcţia $F(t)$ în ecuaţia (19) atunci cînd $f(t)$ în ecuaţia (17) are forma:

$$f(t) = \left[\varphi_r \frac{t^r}{r!} + \varphi_{r-1}\frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \dots + \varphi_0\right] 1(t), \quad (30)$$

* Este expus numai cazul sistemelor stabile, pentru care, după cum rezultă din (18), $\det A = a_0 \neq 0$ şi matricea inversă A^{-1} există. Această se referă şi la ecuaţiile (15), care pot fi aduse la forma (17) pentru oricare din coordonatele $x_k(t)$.

în care prin $1(t)$ s-a pus în evidenţă faptul că această funcţie se aplică în momentul $t = 0$ şi acţionează numai pentru $t \geqslant 0$.

Dacă se aplică operatorul $M(p)$ funcţiei (30) pentru $r < n$ se obţine:

$$M(p)f(t) = \left[f_r \frac{t^r}{r!} + f_{r-1} \frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \ldots + f_0\right]1(t) + \\ + f_{r+1}\delta(t) + f_{r+2}\delta'(t) + \ldots + f_{r+n}\delta^{(n-1)}(t), \quad (31)$$

unde:

$$f_0 = \varphi_0 b_0 + \varphi_1 b_1 + \ldots + \varphi_r b_r; \ldots;$$
$$f_{r-1} = \varphi_{r-1} b_0 + \varphi_r b_1; \; f_r = \varphi_r b_0;$$
$$f_{r+1} = \varphi_0 b_1 + \varphi_1 b_2 + \ldots + \varphi_r b_{r+1}; \ldots;$$
$$f_{r+n-1} = \varphi_0 b_{n-1} + \varphi_1 b_n; \; f_{r+n} = \varphi_0 b_n.$$

De funcţiile $\delta(t)$, $\delta'(t)$, ..., $\delta^{(n-1)}(t)$, care apar în expresia (31), se poate ţine seamă prin modificarea corespunzătoare a condiţiilor iniţiale la integrarea ecuaţiei neomogene, aşa cum s-a procedat mai sus. Dar în cele ce urmează se va vedea că este mai indicat să se menţină aceste funcţii în partea dreaptă. Prin urmare rezultă:

$$F(t) = \left\| \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \left(f_0 + f_1 t + \ldots + f_r \frac{t^r}{r!}\right)1(t) + f_{r+1}\delta(t) + \ldots + f_{(r+n)}\delta^{(n-1)}(t) \end{matrix} \right\|. \quad (32)$$

3. Determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate

Caracteristicile de timp ale unui sistem automat reprezintă reacţia lui în timp la ieşire, atunci cînd, condiţiile iniţiale fiind nule, la intrare se aplică semnale tip:

$\delta(t)$ pentru funcţia pondere $h_0(t)$ care va fi denumită caracteristica de timp de ordinul zero;

$1(t)$ pentru caracteristica de timp de ordinul întîi $h_1(t)$, şi în general

$\frac{t^r}{r!}$ pentru caracteristica de timp de ordinul $r+1$.

Datorită faptului că, la definirea caracteristicilor de timp, condiţiile iniţiale sînt nule, între caracteristicile de timp ale unui sistem automat se păstrează relaţiile de diferenţiere succesivă de sus în jos, care leagă funcţiile tip de la intrarea în sistem sau părţile drepte ale ecuaţiilor dinamice. Pornind de la această observaţie se ajunge la concluzia că, pentru determinarea tuturor caracteristicilor de timp inferioare unui ordin $r+1$ dat, este suficient să se integreze o singură ecuaţie diferenţială.

Aşadar fie $f(t) = \frac{t^r}{r!}1(t)$. Dacă în formula (31) se introduc valorile $\varphi_r = 1$, $\varphi_{r-1} = \varphi_{r-2} = \ldots = \varphi_0 = 0$, atunci pentru cazul $0 \leqslant r \leqslant n$ se obţine:

$$M(p)f(t) = \left[b_0 \frac{t^r}{r!} + b_1 \frac{t_{r-1}}{(r-1)!} + \ldots + b_r\right]1(t) + \\ + b_{r+1}\delta(t) + \ldots + b_n\delta^{(n-r-1)}(t),$$

iar formula (32) devine:

$$F(t) = \left\| \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \left[b_0 \frac{t^r}{r!} + b_1 \frac{t^{r-1}}{(r-1)!} + \ldots + b_r\right]1(t) + b_{r+1}\delta(t) + \ldots + b_n\delta^{(n-r-1)}(t) \end{matrix} \right\|.$$

Dacă se notează cu:

$$\overline{H}_r(t) = \left\| \begin{matrix} \overline{h}_r(t) \\ \overline{h}_r'(t) \\ \vdots \\ \overline{h}_r^{(n-1)}(t) \end{matrix} \right\|,$$

soluţia ecuaţiei diferenţiale

$$\dot{\overline{H}}_r(t) + A\overline{H}_r(t) = F_r \frac{t^r}{r!}1(t), \quad (33)$$

unde A are forma (18), iar

$$F_r = \left\| \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{matrix} \right\|,$$

luată pentru condiţii iniţiale nule $\overline{H}_r(0) = 0$, atunci caracteristica de timp de ordinul $r+1$ a sistemului va fi:

$$h_{r+1}(t) = b_0\overline{h}_r(t) + b_1\overline{h}_r'(t) + \ldots + \\ + b_r\overline{h}_r^{(r)}(t) + b_{r+1}\overline{h}^{(r+1)}(t) + \ldots + b_n h_r^{(n)}(t). \quad (34)$$

Derivata $\overline{h}_r^{(n)}(t)$, care intră în formula (34) dar nu face parte integrantă din soluţia $\overline{H}_r(t)$, se obţine imediat din ecuaţia (33), unde $\overline{H}_r$ este cunoscut:

$$\overline{h}_r^{(n)}(t) = \frac{t^r}{r!}1(t) - [a_0\overline{h}_r(t) + a_1\overline{h}_r'(t) + \ldots + a_{n-1}\overline{h}_r^{(n-1)}(t)]. \quad (35)$$

Cu aceasta, formula (34) devine:

$$h_{r+1}(t) = b_n\frac{t^r}{r!}1(t) + (b_0 - a_0 b_n)\overline{h}_r(t) + (b_1 - a_1 b_n)\overline{h}_r'(t) + \ldots + (b_{n-1} - a_{n-1}b_n)\overline{h}_r^{(n-1)}(t) \quad (36)$$

sau mai scurt:

$$h_{r+1}(t) = \sum_{i=n}^{n}\beta_{r+1,i}\frac{t^r}{r!} + \sum_{j=0}^{n-1}\beta_{r+1,j}\,\overline{h}^{(j)}(t), \quad (37)$$

unde, după cum rezultă din (36):

$$\beta_{r+1,n} = b_n;\ \beta_{r+1,j} = b_j - a_j b_n,\ (j = 0,1,\ldots,n-1).$$

Dacă derivăm acum pe rînd formula (37) şi derivatele ei, şi după fiecare nouă derivare înlocuim derivata $\overline{h}_r^{(n)}(t)$ cu expresia (35), se obţine succesiv:

$$h_r(t) = \sum_{i=n}^{n+1}\beta_{r+1,i}\frac{t^{r-n+i-1}}{(r-n+i-1)!} + \sum_{j=0}^{n-1}\beta_{r,j}\,\overline{h}_r^{(j)}(t),$$

unde:

$$\beta_{r+1,n+1} = -\beta_{r+1,n-1};\ \beta_{r,j} = \beta_{r+1,j-1} - a_j\,\beta_{r+1,n-1};$$

$$\beta_{r+1,-1} = 0;$$

$$h_{r-1}(t) = \sum_{i=n}^{n+2}\beta_{r,i}\frac{t^{r-n+i-2}}{(r-n+i-2)!} + \sum_{j=0}^{n-1}\beta_{r-1,j}\,\overline{h}_r^{(j)}(t),$$

unde:

$$\beta_{r,n} = b_n;\ \beta_{r,n+k} = -\beta_{r,n-k},\ (k = 1,2);$$

$$\beta_{r-1,j} = \beta_{r,j-1} - a_j\,\beta_{r,n-1};\ \beta_{r,-1} = 0$$

şi în general:

$$h_{r-s}(t) = \sum_{i=n}^{n+s+1}\beta_{r-s+1,i}\frac{t^{r-n+i-s-1}}{(r-n+i-s-1)!} + \sum_{j=0}^{n-1}\beta_{r-s,j}\,\overline{h}_r^{(j)}(t) \quad (38)$$

$$(s = -1, 0, \ldots, r),$$

unde:

$$\beta_{r-s+1,n} = b_n;\ \beta_{r-s+1,n+k} = -\beta_{r-s+1,n-k},$$

$$(k = 1, 2, \ldots, s+1);$$

$$\beta_{r-s,j} = \beta_{r-s+1,j-1} - a_j\,\beta_{r-s+1,n-1};\ \beta_{r-s+1,-1} = 0.$$

Pentru $r = n$, $s = -1,0,1,\ldots$, formula (38) permite să se obţină toată mulţimea caracteristicilor de timp de la $h_{n+1}(t)$ în jos pînă la funcţia pondere normală $h_0(t)$, şi chiar derivatele succesive ale acesteia. Dacă, afară de acestea, sînt necesare şi caracteristici de timp de ordin mai mare, atunci se va considera cazul $r > n$, pentru care se pot stabili ecuaţii şi formule analoge celor de mai sus.

Caracteristicile de timp ale sistemelor automate au o mare importanţă practică şi teoretică. În primul rînd, ele permit efectuarea unei analize directe a calităţii sistemelor automate. În al doilea rînd, cu ajutorul caracteristicilor de timp ale unui sistem automat se poate determina răspunsul lui la orice funcţie polinomială, oriunde s-ar aplica ea. Astfel, în cazul funcţiei (30) aplicată la intrarea sistemului (17), care se află în repaus în momentul iniţial, se obţine:

$$x(t) = \varphi_0 h_1(t) + \varphi_1 h_2(t) + \ldots + \varphi_r h_{r+1}(t).$$

În al treilea rînd, orice funcţie continuă într-un interval dat poate fi aproximată printr-un polinom cu o precizie dată, şi atunci reacţia sistemului se aproximează printr-o expresie ca aceea de mai sus.

Caracteristicile de timp ale sistemelor automate şi elementelor lor au importanţă nu numai pentru teoria liniară, dar şi pentru teoria neliniară a reglării automate [6].

Caracteristicile de timp, şi în deosebi funcţia pondere normală, au multiple aplicaţii în dinamica statistică a sistemelor automate [7,8], în teoria reglării automate optimale şi în toate direcţiile de dezvoltare a automaticii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Solodovnikov, V. V.: *O primenenii trapeţiodalnih ceastotnih haracteristik k analizu kacestva sistem avtomatoceskogo regulirovania.* In: Avtomatika i telemehanika, t. X, nr. 5, 1949.

[2] Merovici, E. A.: *Rasciot perehodnih proţesov v slojnih elektriceskih ţepiah.* In: Izvestia A. N. S.S.S.R., O.T.N., nr. 10, 1950.

[3] Moskvin, D. S.: *Matricinii metod postroenia perehodnih proţesov.* Trudi vtorogo vsesoiuznogo soveşciania po teorii avtomaticeskogo regulirovania, t. II. Moskva-Leningrad, Izdatelstvo A.N. S.S.S.R., 1955.

[4] Belea, C. C.: *Metod integrirovania nekotorih uravnenii sistem avtomaticeskogo regulirovania.* Izvestia A.N. S.S.S.R., O.T.N., Energhetika i avtomatika, nr. 2, 1962.

[5] Duhovnii, M. A., Fainştein, E. G.: *K voprosu o rasciote perehodnih proţesov.* In: Avtomatika i telemehanika, t. XXIII, nr. 6, 1962.

[6] Belea, C. C.: *Nelineinie kolebania v sistemah avtomaticeskogo regulirovania i upravlenia.* Moskva, Maşghiz, 1962.

[7] Pugaciov, V. S.: *Teoria sluciainih funcţii i ee primenenie k zadaciam avtomaticeskogo upravlenia.* Moskva, Fizmatghiz, 1960.

[8] Cristescu Romulus: *Utilizarea funcţiilor generalizate în studiul sistemelor automate cu semnale aleatoare.* In: Automatica şi electronica, vol. 6, nr. 1, 1962.

GÜNTHER WEINRICH, DORÉ IOAN LANDAU
SILVIU ANASTASIU, MARIA CONSTANTINESCU,
ŞTEFANA CHIVĂRAN

Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare

Acţionarea maşinilor şi utilajelor constituie unul dintre factorii de bază în fabricaţia şi prelucrarea produselor industriale. În scopul realizării unei producţii mai rapide şi totuşi superioare calitativ se ridică cerinţe mari cu privire la rapiditatea şi precizia reglării automate a acţionărilor electrice. De multe ori aceste cerinţe pot fi satisfăcute numai pe baza folosirii elementelor electronice, lipsite de inerţie. Redresorul cu siliciu comandat, numit şi tiristor datorită asemănării funcţionale cu tiratronul, deschide căi noi în această direcţie, întrucît permite comanda, practic, fără inerţie a unor puteri de ordinul 1—100 kW.

Tiristorul a fost introdus recent în instalaţiile industriale. Aplicarea sa pe scară largă începe abia acum. Există tendinţa ca schemele cu tiristoare să înlocuiască amplidinile şi generatoarele Ward-Leonard în gama de puteri de ordinul 1—100 kW, în toate acţionările electrice automatizate reversibile, iar, parţial, amplificatoarele magnetice în aceeaşi gamă de puteri, în acţionările nereversibile (se înţelege prin acţionare reversibilă acea acţionare la care sensul curentului principal trebuie să se schimbe foarte frecvent, fie în scopul inversării sensului de rotaţie, fie doar în scopul frînării electrice).

Pe lîngă aceasta, în momentul de faţă se urmăreşte problema reglării vitezei motoarelor asincrone, comandate prin tiristoare.

Există şi alte aplicaţii ale tiristoarelor, ca, de exemplu, la surse de încărcare automată a bateriilor de acumulatoare.

În această lucrare se tratează exclusiv problema reglării automate a vitezei motoarelor de c.c., comandate prin tiristoare, fără să se menţioneze alte posibilităţi de aplicare a tiristoarelor, şi se prezintă rezultatele experimentale obţinute.

Problema alegerii şi dimensionării circuitelor cu tiristoare, precum şi dispozitivele de comandă şi de protecţie, au fost tratate în altă lucrare [1].

Scheme de reglare automată cu tiristoare

Pentru a comanda în mod continuu tensiunea continuă redresată, este necesar un dispozitiv de comandă.

De obicei se aplică principiul comenzii pe verticală, prin generarea unor impulsuri de comandă de frecvenţa reţelei de alimentare şi a căror fază variază liniar cu tensiunea continuă aplicată la intrarea dispozitivului de comandă.

Pentru a folosi din plin posibilităţile tiristoarelor, dispozitivul de comandă pe „grilă" se execută tranzistorizat, deci lipsit de inerţie. Funcţionarea şi comanda tiristoarelor este, deci, aceeaşi ca şi a mutatoarelor cu vapori de mercur, folosite la puteri care depăşesc circa 100 kW, astfel încît se poate aplica aceeaşi aparatură şi metodică de reglare şi de comandă.

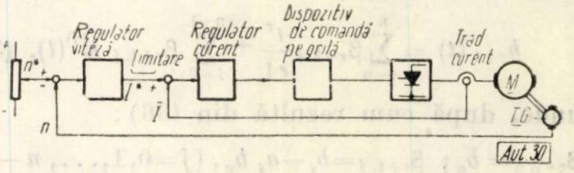


Fig. 1

Folosirea regulatoarelor tranzistorizate se impune de la sine. Ca metodă de reglare, cea mai avantajoasă este aplicarea principiului reglării în cascadă a curentului şi vitezei motorului (fig. 1) [4], [5].

Reglarea în cascadă asigură o depăşire minimă la comenzi în salt-treaptă şi permite o ajustare foarte uşoară a regulatoarelor, întrucît obiectul reglat a fost împărţit în porţiuni care conţin cîte o singură constantă de timp importantă (fig. 2). Afară de aceasta, limitarea curentului este obţinută în mod simplu prin limitarea tensiunii de ieşire a regulatorului vitezei.

Astfel, bucla de reglare a curentului conţine, în afară de timpul mort T_μ al schemei cu tiristoare, şi constanta de timp de filtraj T_{fi}, ambele foarte mici, doar constanta de timp electromagnetică a circuitului indusului motorului

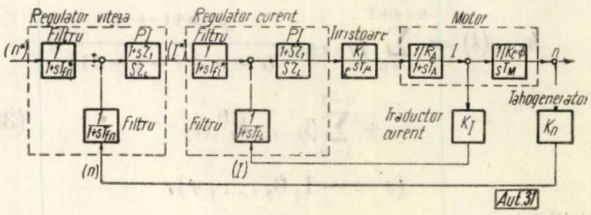


Fig. 2

T_A; bucla de reglare a vitezei conţine, pe lîngă constanta de timp mică T_{fn} a filtrului — necesar atenuării armonicelor de tensiune ale traductorului de viteză — şi constanta de timp echivalentă T_e a buclei de reglare a curentului, ambele mici, doar constanta de timp electromecanică a motorului T_M.

Optimizarea se face în modul cel mai simplu pe baza criteriului simetric [3], respectiv al

modulului [2]. În continuare se va expune o metodă practică de ajustare a regulatoarelor pe baza criteriilor de mai sus, metodă ce nu este menţionată în literatura tehnică consultată. Expunerea se va face în cazul concret al celor două bucle de reglare; metodica este, însă, valabilă în general în situaţii similare. Avantajul principal al metodei constă în faptul că nu cere cunoaşterea constantelor de timp ale motorului.

Regulatorul curentului trebuie să compenseze constanta de timp T_A, deci trebuie să conţină,

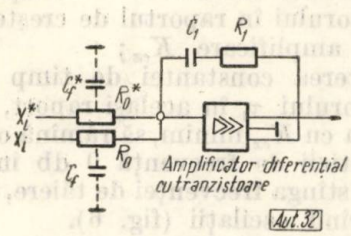


Fig. 3

pe lîngă o componentă integrală care asigură precizia de reglare, şi un element de anticipaţie, adică să fie de tipul PI (fig.3).

Iniţial, se scurtcircuitează capacitatea C_1, astfel încît regulatorul devine de tipul P. Se porneşte cu un factor de amplificare R_1/R_0 foarte mic şi apoi se creşte treptat. Caracteristica logaritmică de amplitudine-frecvenţă se va deplasa în sus (fig. 4,*a*). Se aplică salturi-treaptă la intrarea regulatorului de curent şi se oscilografiază răspunsul sistemului. În tot timpul ajustării regulatorului de curent, motorul nu va fi excitat, pentru ca rotorul să fie

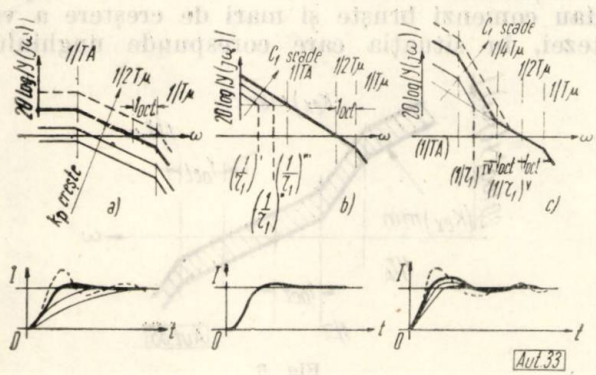


Fig. 4

imobil. Pe măsura creşterii factorului de amplificare, răspunsul va deveni din ce în ce mai rapid şi mai puţin amortizat. În momentul în care frecvenţa de tăiere devine egală cu $1/2\ T_\mu$ (s-a presupus $T_{fi} = 0$), rămînînd deci o porţiune cu panta de —6db/oct care se întinde pe o porţiune de o octavă sub axa de 0 db, situaţia poate fi considerată ca optimă şi corespunde unei depăşiri de maximum 5%, urmată de o revenire fără oscilaţii vizibile. Factorul de amplificare al regulatorului rezultă egal cu:

$$K_p = \frac{R_1}{R_0} = \frac{1}{K_{ex}} \cdot \frac{T_A}{2T_\mu}, \qquad (1)$$

unde K_{ex} este factorul de amplificare exterior regulatorului.

Se introduce apoi o capacitate C_1 foarte mare, care se reduce treptat. Ramura stîngă a caracteristicii de frecvenţă se va deplasa spre dreapta (fig. 4, *b*). Cu condiţia ca $T_A > 4T_\mu$, alura răspunsului la semnale-treaptă se va modifica foarte puţin pînă în momentul în care:

$$\tau_1 = R_1 C_1 = T_A, \text{ deci} \qquad (2)$$

$$\tau_i = R_0 C_1 = \frac{\tau_1}{k_p} = K_{ex} \cdot 2T_\mu. \qquad (3)$$

Această situaţie corespunde ajustării după criteriul modulului şi este caracterizată printr-un răspuns cu o depăşire de circa 5%, urmată de o revenire fără oscilaţii (fig. 4, *b*).

Dacă se micşorează în continuare capacitatea C_1 (fig. 4, *c*), răspunsul devine mai rapid şi depăşirea creşte, fără ca gradul de amortizare să scadă. În momentul în care porţiunea de —6 db/oct se întinde pe o porţiune de cîte o octavă în stînga şi în dreapta frecvenţei de tăiere, adică:

$$\tau_1 = 4T_\mu, \text{ deci} \qquad (2')$$

$$\tau_i = \frac{\tau_1}{k_p} = K_{ex} \cdot 2T_\mu \cdot \frac{4T_\mu}{T_A}, \qquad (3')$$

amortizarea începe să devină prea slabă şi revenirea după prima depăşire se face cu oscilaţii care devin vizibile. Această situaţie corespunde ajustării după criteriul simetric şi este caracterizată printr-un răspuns cu o depăşire de 5—43%, urmată de o revenire fără oscilaţii. Valoarea depăşirii depinde de raportul T_A/T_μ. Dacă $T_A = 4T_\mu$, se constată că cele două criterii duc la aceeaşi ajustare a regulatorului, deci la aceeaşi depăşire de circa 5%. Dacă însă T_A/T_μ creşte, depăşirea creşte şi ea, după cum rezultă şi din aspectul caracteristicilor de frecvenţă din figura 5, tinzînd la limită spre valoarea cunoscută de 43% [3].

Pentru a reduce această depăşire, se montează un filtru la intrarea regulatorului, pe calea valorii impuse. În cazul limită ($T_A \gg 4T_\mu$), constanta de timp a filtrului se ia egală cu $4\ T_\mu$ şi duce la o depăşire de 5%, ca la aplicarea criteriului modulului.

Conform teoriei cunoscute, constanta de timp echivalentă a buclei de reglare a curentului în cazul aplicării criteriului modulului este:

$$T_e = 2T_\mu, \qquad (4)$$

iar în cazul aplicării criteriului simetric în situaţia limită ($T_A \gg 4T_\mu$) şi cu filtru $4T_\mu$ la intrarea regulatorului :

$$T_c = 4T_\mu. \qquad (4')$$

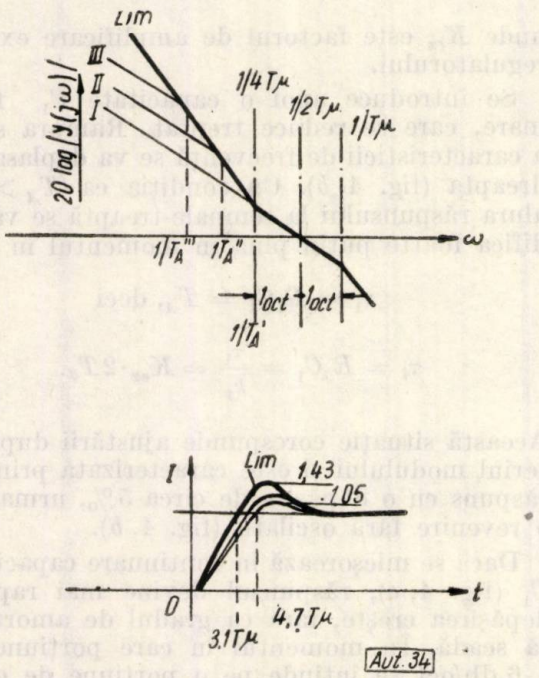


Fig. 5

Timpul de răspuns, considerat pînă la prima atingere a valorii impuse, are valoarea cunoscută de :

$$t_r = 4{,}7\ T_\mu, \qquad (5)$$

respectiv

$$t_r \cong 8T_\mu \text{ (fără filtru : } 3{,}1\ T_\mu). \qquad (5')$$

Ajustarea după criteriul simetric prezintă avantajul unei reglări mai rapide în cazul unor perturbaţii,ca, de exemplu, variaţia tensiunii reţelei, deoarece circuitul de reacţie nu trece prin filtrul de la intrarea regulatorului.

Timpul mort T_μ se explică prin aceea că tiristorul, o dată „aprins", nu se „stinge" decît la anularea tensiunii aplicate, respectiv la trecerea conducţiei pe alt tiristor, astfel încît o comandă dată după aprinderea tiristorului are efect doar în intervalul de conducţie imediat următor. Rezultă o valoare de 0—10 ms într-o schemă monofazată de 50 Hz, cu redresarea ambelor alternanţe, respectiv 0—6,7 ms într-o schemă trifazată în stea, şi 0—3,3 ms la o punte trifazată. În calcule se lucrează cu valoarea medie statistică de 5 ms, respectiv 3,3 şi 1,7 ms.

De aici mai rezultă că indicaţiile referitoare la ajustarea în practică a regulatorului, cu urmărirea pe oscilograf a răspunsului la semnale-treaptă, se referă la media statistică obţinută la aplicarea cîtorva semnale-treaptă în situaţii identice.

Relaţia (2′) serveşte ca o verificare a corectitudinii ajustării, T_μ fiind cunoscut şi avînd valoarea indicată.

Deoarece factorul de amplificare al schemei cu tiristoare nu este constant, ci depinde de unghiul de comandă, ajustarea regulatorului iniţial, de exemplu, la amplificarea minimă trebuie reconsiderată pentru situaţia de amplificare maximă (de exemplu, la unghiul de comandă de 90°). În acest scop sînt necesare următoarele măsuri :

— reducerea factorului de amplificare K_P al regulatorului în raportul de creştere a factorului de amplificare K_{ex} ;

— creşterea constantei de timp de reacţie a regulatorului τ_1 în acelaşi raport, pentru ca, în situaţia cu K_{ex} minim, să rămînă o porţiune a caracteristicii de frecvenţă 0 db întinsă pe o octavă în stînga frecvenţei de tăiere, în caz contrar apărînd oscilaţii (fig. 6).

Răspunsul devine ceva mai lent decît cel dat în relaţiile (4), (4′), (5), (5′).

Se trece apoi la optimizarea buclei de reglare a vitezei în situaţia cu motorul excitat. Limitarea automată a curentului este asigurată prin faptul că tensiunea de ieşire a regulatorului vitezei este limitată fie prin saturaţia amplificatorului respectiv, fie printr-un circuit adecvat cu diode.

Regulatorul vitezei trebuie să compenseze constanta de timp T_M, deci trebuie să fie de tip PI ca şi regulatorul curentului. Diferenţa constă în faptul că T_M aparţine unui element integral şi nu inerţial. Se începe cu capacitatea C_1 scurtcircuitată şi $K_P = R_1/R_0$ redus. Este indicat ca, în această situaţie, să se verifice funcţionarea buclei curentului. În acest scop se dau comenzi bruşte şi mari de creştere a vitezei, în situaţia care corespunde unghiului

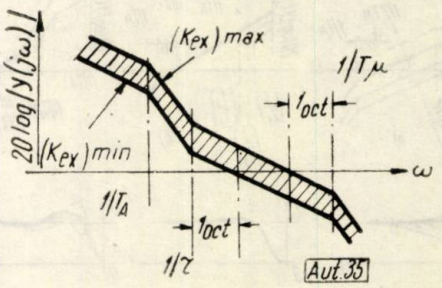


Fig. 6

de comandă la care amplificarea este maximă (de obicei, circa 90°), şi se urmăreşte pe osciloscop alura curbei de stabilire a curentului limită. Dacă este necesar, se corectează ajustarea regulatorului pe baza acestor criterii.

În continuare se trece la optimizarea regulatorului vitezei, mărind treptat factorul de amplificare proporţională K_P (fig. 7, *a*) pînă ce se atinge valoarea :

$$K_P = \frac{R_1}{R_0'} = \frac{1}{K_{ex}} \frac{T_M}{2T_\Sigma},$$

unde :

$$T_\Sigma = T_c + T_{tn} \qquad (7)$$

adică suma constantelor de timp mici din bucla de reglare a vitezei. Această situaţie corespunde criteriului modulului şi duce la timpii (4) şi (5), în care se înlocuieşte bineînţeles T_μ prin T_Σ.

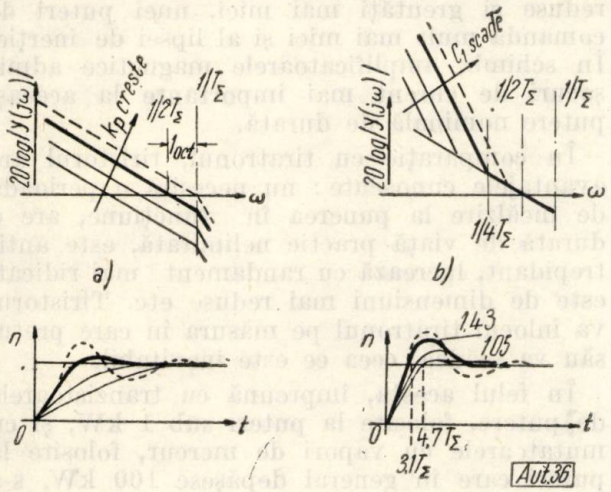


Fig. 7

Ajustarea se face aplicînd semnale-treaptă mici, la care curentul nu atinge valoarea limită, valoarea la care încetează relaţiile de liniaritate, şi urmărind pe osciloscop alura răspunsului sistemului. Atingerea situaţiei menţionate se constată experimental prin aceea că viteza se stabileşte cu o depăşire de circa 5%, urmată de o revenire fără oscilaţii.

Introducînd capacitatea C_1, deci componenta integrală care asigură precizia de reglare, ramura stîngă a caracteristicii de frecvenţă se deplasează spre dreapta (fig. 7,*b*). În momentul în care porţiunea de −6 db/oct s-a restrîns la un interval de cîte o octavă în jurul frecvenţei de tăiere, s-a ajuns în situaţia criteriului simetric, care corespunde situaţiei limită $T_A \gg 4T_\mu$ din cazul precedent, cu ajustarea :

$$\tau_1 = 4T_\mu, \qquad (8)$$

$$\tau_i = K_{ex} \cdot 2T_\Sigma \cdot \frac{4T_\Sigma}{T_M}. \qquad (9)$$

Depăşirea este de 43% fără filtru, respectiv de 5% cu filtru $4T_\Sigma$ pe calea valorii impuse. Timpii care dau rapiditatea de răspuns rezultă din (4′), (5′), în care se înlocuieşte T_μ prin T_Σ. Relaţia (4′) presupune un filtru $4T_\Sigma$ la intrarea regulatorului vitezei. Se aplică semnale mici, la care curentul nu atinge valoarea limită, deci liniaritatea este asigurată.

Timpul de răspuns este determinat, deci, în primul rînd de valoarea timpului mort T_μ al schemei cu tiristoare, şi în al doilea rînd, de filtrajul necesar (T_{tn}) pe linia traductorului de viteză. Se obţine, deci, un răspuns deosebit de rapid, în special la scheme trifazate în punte, la care se poate realiza un timp de răspuns de circa 50 ms. La variaţii mai mari ale valorii impuse, curentul motorului atinge valoarea limită la care este menţinut în continuare, astfel încît viteza creşte cu o acceleraţie constantă :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{375}{GD^2}(M_{lim} - M_s), \qquad (10)$$

unde M_{lim} este cuplul motor care corespunde curentului limită, iar M_s — cuplul static al

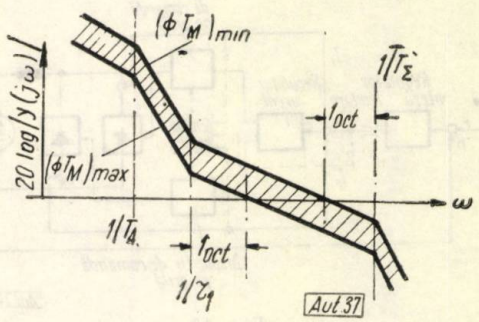


Fig. 8

sarcinii. La semnale mari, relaţiile de tipul (5), (5′) nu pot fi deci aplicate.

Dacă factorul de amplificare, respectiv constanta de timp T_M, poate varia în decursul funcţionării, fie prin variaţia fluxului motorului, fie prin cuplarea şi decuplarea unor mase inerţiale, este necesar să se ia măsuri similare cu cele indicate în cazul precedent. Ajustarea iniţială se face cu (ΦT_M) minim (GD^2 minim, flux maxim), deci cu factorul de amplificare maxim, după care se măreşte τ_1 în raportul corespunzător creşterii ΦT_M (fig. 8). Răspunsul devine desigur ceva mai lent.

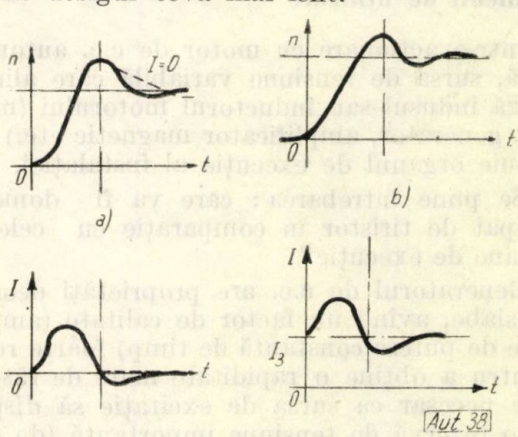


Fig. 9

Într-o schemă nereversibilă, ca aceea din figura 1, curentul prin motor nu se poate inversa şi de aceea apare o modificare în alura curbei de variaţie a vitezei, în sensul că decelerarea la mersul în gol al motorului are loc cu curent nul, deci exclusiv sub efectul cuplului static de frecări, rezultînd curbele punctate din figura 9,*a*. La sarcini destul de mari, fenomenul acesta nu apare (fig. 9,*b*).

Micşorarea vitezei motorului se face la curent nul, deci mult mai lent decît accelerarea, tot din cauza imposibilităţii de inversare a sensului curentului. Dacă este necesară o oprire mai rapidă, se poate aplica frînarea dinamică.

În cazurile în care este necesară frînarea recuperativă sau inversarea frecventă a sensului de rotaţie al motorului, se lucrează cu scheme reversibile (fig. 10).

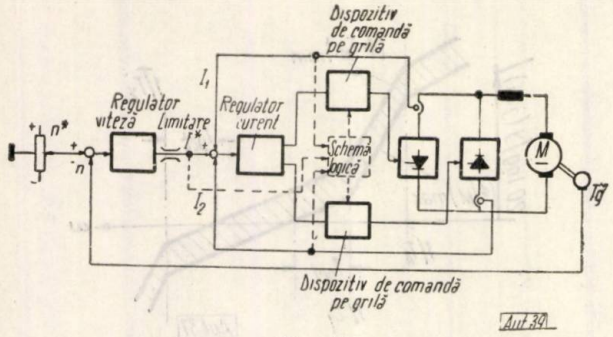


Fig. 10

Din punctul de vedere al funcţiilor de transfer şi al ajustării regulatoarelor nu se schimbă nimic; dimpotrivă, valabilitatea celor expuse anterior devine mai generală, deoarece inversarea sensului curentului motorului nu mai este împiedicată.

O schemă logică asigură funcţionarea în fiecare moment a unei singure ramuri cu tiristoare şi trecerea, cu o temporizare foarte scurtă, de pe o ramură pe cealaltă numai după anularea curentului.

Domenii de utilizare

Într-o acţionare cu motor de c.c. automatizată, sursa de tensiune variabilă care alimentează indusul sau inductorul motorului (mutator, generator, amplificator magnetic etc.) constituie organul de execuţie al instalaţiei.

Se pune întrebarea: care va fi domeniul ocupat de tiristor în comparaţie cu celelalte organe de execuţie?

Generatorul de c.c. are proprietăţi deosebit de slabe, avînd un factor de calitate (amplificare de putere/constantă de timp) foarte redus. Pentru a obţine o rapiditate mare de răspuns este necesar ca sursa de excitaţie să dispună de o rezervă de tensiune importantă (de circa 400—1 000%), ceea ce duce la o dimensionare nerațională. Există tendinţa înlocuirii totale a generatoarelor de c.c. din schemele de reglare automată, fie prin tiristoare la puteri sub 100 kW, fie prin mutatoare cu vapori de mercur la puteri peste 100 kW, rămînîndu-le rezervat domeniul acţionărilor simple cu reglare în circuit deschis.

Amplidina prezintă dezavantajul că necesită întreţinere (colector, perii) şi că este un element dublu-inerţial. Ea va fi, de asemenea, înlocuită prin tiristoare.

Amplificatorul magnetic de putere va fi întrebuinţat probabil în paralel cu tiristoarele în domeniul schemelor nereversibile. În comparaţie cu amplificatorul magnetic, tiristoarele prezintă avantajul unor dimensiuni mai reduse şi greutăţi mai mici, unei puteri de comandă mult mai mici şi al lipsei de inerţie. În schimb, amplificatoarele magnetice admit şocuri de curent mai importante la aceeaşi putere nominală de durată.

În comparaţie cu tiratronul, tiristorul are avantajele cunoscute: nu necesită o perioadă de încălzire la punerea în funcţiune, are o durată de viaţă practic nelimitată, este antitrepidant, lucrează cu randament mai ridicat, este de dimensiuni mai reduse etc. Tiristorul va înlocui tiratronul pe măsura în care preţul său va scădea, ceea ce este inevitabil.

În felul acesta, împreună cu tranzistoarele de putere, folosite la puteri sub 1 kW, şi cu mutatoarele cu vapori de mercur, folosite la puteri care în general depăşesc 100 kW, s-a creat o gamă completă de elemente de execuţie practic lipsite de inerţie, cu durata de viaţă practic nelimitată şi asigurînd o funcţionare cu un randament deosebit de ridicat.

Rezultate experimentale

Au fost experimentate două instalaţii cu tiristoare, destinate acţionărilor electrice cu viteză reglabilă ale unei maşini-unelte:

1) acţionare prin motor de c.c. de 3 CP, schemă nereversibilă cu punte redresoare semicomandată, domeniul de reglare a vitezei 1 :20;

2) acţionarea prin motor de c.c. de 1 CP, schemă nereversibilă cu punte necomandată şi comanda prin tiristoare pe partea de c.c., domeniul de reglare a vitezei 1 :20.

În ambele cazuri, motoarele sînt supuse la şocuri de sarcină prin ambreiaje electromagnetice.

Instalaţia cu tiristoare, dimensionarea ei, precum şi dispozitivul de comandă pe „grilă" şi circuitele de protecţie au fost descrise în altă lucrare [1], expunîndu-se aici problemele legate de aspectul reglării automate.

Regulatoarele întrebuinţate, sursa stabilizată de alimentare şi referinţă, şi traductorul de curent continuu fac parte din sistemul de reglare unificat, tranzistorizat, destinat acţionărilor electrice „Unidin".

Deoarece, din motive de gabarit, nu a fost posibilă montarea unor tahogeneratoare, iar precizia de reglare cerută nu era ridicată, s-a acceptat măsurarea indirectă a vitezei, prin intermediul t.e.m. a motorului. Aceasta din urmă s-a reprodus prin scăderea unei mărimi proporţionale cu căderea de tensiune $R_{AM}I$ în indusul motorului, folosind în acest scop a

doua ieşire a traductorului de c.c., dintr-o mărime proporţională cu tensiunea U la bornele motorului:

$$E = k_e \Phi n = U - R_A I. \qquad (11)$$

Precizia cu care se reglează t.e.m. este de circa 1% aşa încît precizia de menţinere a vitezei depinde aproape exclusiv de constanţa fluxului motorului. Acesta din urmă variază cu temperatura maşinii şi cu tensiunea reţelei de alimentare.

În oscilogramele din figurile 11 şi 12 sînt reprezentate, la viteze de filmare diferite, curbele de variaţie a vitezei motorului de 3 CP (sus) şi a curentului (mjloc), la aplicarea

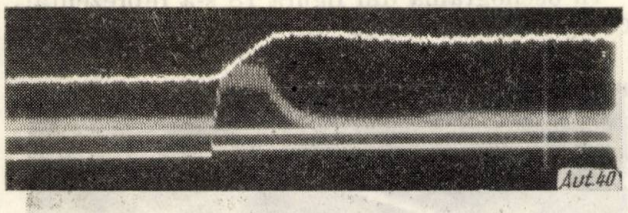


Fig. 11

unui semnal-treaptă (jos). Curentul şi viteza au linia de zero comună. Viteza a fost măsurată cu un tahogenerator, folosit exclusiv pentru aceasta.

Valoarea medie statistică a timpului mort într-o schemă monofazată cu tiristoare fiind de $T_\mu = 5$ ms, ar fi rezultat, pentru regu-

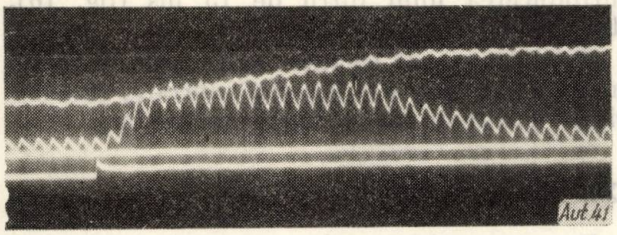


Fig. 12

latorul de curent, ajustarea $\tau_1 = 4T_\mu = 20$ ms (2′). Ţinînd seamă de faptul că factorul de amplificare variază în funcţie de unghiul de comandă aproximativ în raportul 2:1, a fost necesară creşterea lui τ_1 într-un raport intermediar de 1,5:1, adică la 30 ms, în baza recomandărilor de mai sus. La intrarea regulatorului, pe calea valorii impuse, a fost montat un filtru de valoarea 4 $T_\mu = 20$ ms, mai mică decît τ_1.

Va rezulta un timp de răspuns între (4,7—8) $T_\mu = 25{,}5 - 40$ ms.

Din oscilogramă rezultă, într-adevăr, stabilirea curentului în 35—40 ms. Depăşirea este foarte redusă şi nu există oscilaţii. Curentul este menţinut constant la valoarea limită 1,5 I_n în timpul procesului de accelerare.

În figura 13 este reprezentat procesul de variaţie a vitezei motorului la aplicarea unui semnal-treaptă redus, care nu provoacă intrarea

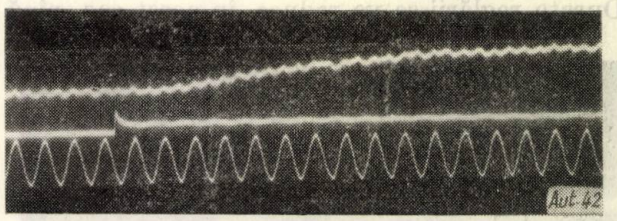


Fig. 13

în limitare a curentului. În bucla de reglare a vitezei intră două constante mici de timp: aceea echivalentă a buclei de reglare a curentului, de circa 4 $T_\mu = 20$ ms, şi constanta de timp a filtrului montat pe calea mărimii măsurate, care a fost de circa 15 ms, în total deci $T_\Sigma = 35$ ms. Ar fi rezultat, deci, pentru regulator valoarea $\tau_1 = 4\ T_\Sigma = 140$ ms. Pentru a ţine seamă de condiţiile de exploatare, în care momentul de inerţie este mărit prin cuplarea angrenajului electromagnetic la o valoare considerată dublă, s-a mărit τ_1 la 300 ms. Ţinînd seamă de această mărire, care apropie caracteristica de frecvenţă de aspectul pe care îl are în aplicarea criteriului modulului, rezultă un timp de răspuns mai apropiat de cel dat de criteriul modulului (5): 4,7 $T_\Sigma = 165$ ms, care mai este mărit din cauza unui filtru de 20 ms, montat pe calea valorii impuse. Din oscilogramă rezultă un timp de răspuns de circa 180 ms. Răspunsul este foarte amortizat.

În figura 14 s-au oscilografiat cu aceeaşi linie de zero: viteza motorului (sus), curentul unui generator de sarcină (mijloc), şi curentul motorului (jos). S-a urmărit răspunsul sistemului la aplicarea unui şoc de sarcină nominal, prin conectarea bruscă a generatorului de sarcină pe o rezistenţă. Viteza a fost de 16% n_n. Se constată egalitatea dintre viteza în gol şi cea în sarcină.

Procesul de reglare durează o fracţiune de secundă (circa 350 ms). Abaterea tranzitorie

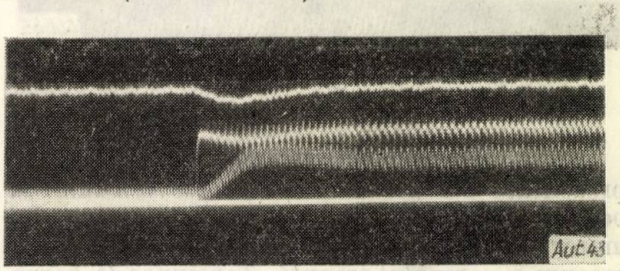


Fig. 14

maximă, care nu depinde ca valoare absolută de viteza de rotaţie, este de circa 10% (48 rot/min). S-a urmărit, în mod intenţionat, o situaţie

mai dificilă decît aceea reală, în care GD^2 al sarcinii este redus în comparaţie cu cel al motorului şi, deci, poate fi micşorat foarte mult, pînă în apropierea ajustării optimale $4T_\Sigma$. Durata reglării se va reduce, în acest caz, pînă

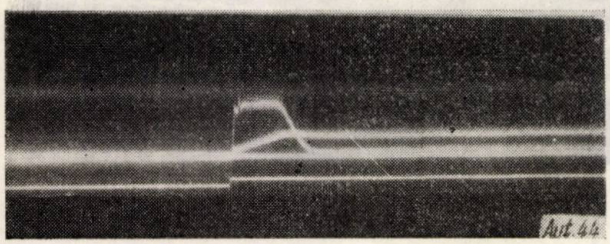


Fig. 15

la circa $\tau_1 = 140$ ms, fără ca abaterea tranzitorie maximă să se modifice, deoarece aceasta din urmă depinde de raportul τ_1/T_M, care nu s-a modificat. Prin integrarea abaterii vitezei $\int_0^t \Delta n dt$ se obţine unghiul cu care rămîne în

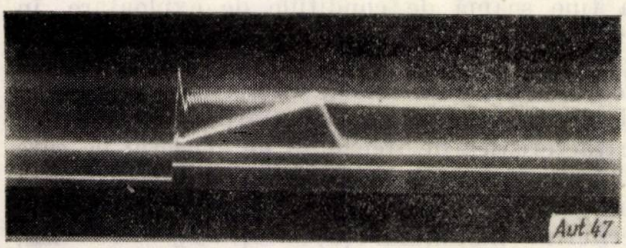


Fig. 16

urmă rotorul motorului la aplicarea şocului de sarcină (similar cu situaţia la motorul sincron). În ultima situaţie se obţin circa 25—30°, ceea ce a fost confirmat prin urmărirea imaginii unui disc cu un turometru stroboscopic.

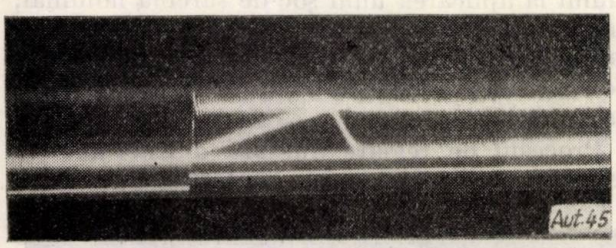


Fig. 17

În oscilogramele din figurile 15—17 sînt reprezentate curbele de variaţie ale tensiunii la bornele motorului de 1 CP şi ale curentului motorului, raportate la o linie de zero comună, precum şi semnalul-treaptă. Tensiunea la borne reproduce, într-o anumită măsură, viteza motorului:

$$U = E + R_A I + L_A \frac{dI}{dt} = K_e \Phi n + R_A I + L_A \frac{dI}{dt},$$

unde $R_A I + L_A \frac{dI}{dt}$ este mic în comparaţie cu tensiunea nominală a motorului. Se constată rapiditatea de stabilire a curentului şi menţinerea lui la valoarea limită în timpul accelerării, pentru diferite valori ale semnalului-treaptă. Transformatorul de alimentare al punţii redresoare trebuie să fie dimensionat în aşa fel încît tensiunea lui în gol să fie egală cu tensiunea nominală a motorului raportată la partea de c.c. a punţii, plus căderea de tensiune în circuitul indusului la curentul limită. În caz contrar, curentul limită nu poate fi menţinut la sfîrşitul procesului tranzitoriu, ceea ce s-a pus în evidenţă în oscilograma din figura 16.

În oscilograma din figura 18 s-a reprezentat, comparativ cu aceea din figura 16, procesul

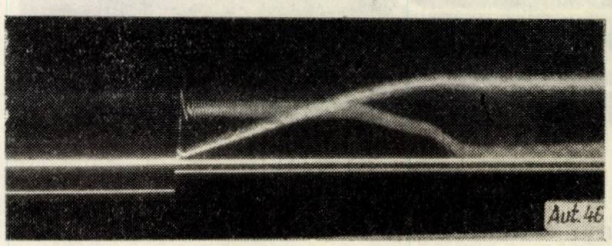


Fig. 18

tranzitoriu în cazul în care s-a scos filtrul de la intrarea regulatorului curentului. Se constată depăşirea cu circa 43% a valorii curentului limită, caracteristică criteriului simetric. Prin introducerea unui filtru de 15 ms (fig. 16), depăşirea a fost redusă mult.

Se menţionează că rapiditatea reglării creşte mult prin trecerea la scheme trifazate, caracterizate printr-un timp mort mai redus.

Concluzii

Deoarece tiristoarele vor ocupa într-un viitor apropiat un loc important în tehnica acţionărilor electrice automatizate, este necesar să se multiplice eforturile cu privire la rezolvarea problemelor tehnice legate de introducerea tiristoarelor în instalaţiile industriale.

Prin instalaţiile experimentale descrise, s-a început această acţiune şi, în plus, s-a verificat încă odată comportarea bună a sistemului de reglare unificat, tranzistorizat, destinat acţionărilor electrice „Unidin".

BIBLIOGRAFIE

[1] Anastasiu, S., Landau, I. D., Chivăran, St. şi Constantinescu, M.: *Instalaţii cu tiristoare utilizate la acţionările electrice automatizate. Structura lor, protecţia şi comanda tiristoarelor.* Referat la sesiunea din 1962 a Comisiei de automatizare a Academiei R.P.R.

[2] Kessler, C.: *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise.* In: Regelungstechnik 2, nr. 12, 1954 p. 274—281; 3, 1955, nr. 1, p. 16—22; nr. 2, p. 40—49.

[3] Kessler, C.: *Das symetrische Optimum.* In: Regelungstechnik 6, nr. 11, 1958, p. 395—400; nr. 12, p. 432—436.

[4] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I. D. şi Brana, C. *Acţionare reversibilă cu reglarea optimală în cascadă a curentului şi turaţiei.* Probleme de automatizare III, 1961, p. 79—99.

[5] Kümmel, F. şi Reichman, H.: *Die neuen AEG-Semiduktorantriebe.* In: AEG Mitt. 52, 3/4, 1962, p. 103—106.

[6] Oehlke, K.: *Kreisstromfreie Antiparallelschaltung von Stromrichtern.* In: BBC—Nachr. 44, nr. 3, 1962, p. 107—115.

[7] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I. D., şi Brana, C. *Scheme-tip de acţionare electrică automată prin blocuri tranzistorizate.* In: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1961.

[8] Weinrich, G. şi Landau, I. D.: *Redresoare cu siliciu comandate în automatizarea acţionărilor electrice.* Comunicare la sesiunea din 1962 a I.F.B.

M. DRĂGĂNESCU

Din problemele microelectronicii

Electronica a devenit astăzi unul din domeniile hotărîtoare pentru progresul tehnic avînd un rol important în construirea societăţii comuniste.

Într-o serie de articole [1], [2], [3], [4], publicate în revistele de specialitate din Uniunea Sovietică în care se dezbat sarcinile radioelectronicii în lumina Hotărîrilor Congresului al XXII-lea al P.C.U.S., se scot în evidenţă direcţiile de dezvoltare a electronicii moderne, sarcinile ei principale.

Electronica este chemată astăzi să aibă un rol important în crearea bazei tehnico-materiale a societăţii comuniste, prin utilizarea ei în industrie, atît direct în procesele tehnologice, cît mai ales pentru comanda, controlul şi automatizarea producţiei. În condiţiile moderne, cînd trebuie controlate instalaţii de mare putere, cînd maşinile moderne trebuie să lucreze rapid, precis şi sigur, uneori în condiţii deosebit de grele (la temperaturi şi presiuni foarte coborîte sau foarte înalte etc.), controlul şi comanda directă prin om nu mai pot da rezultate satisfăcătoare. În asemenea cazuri se impune folosirea aparaturii electronice, care îşi găseşte maximul de utilizare în automatizarea producţiei.

Avînd în vedere importanţa electronicii pentru viaţa socială, economică, culturală şi ştiinţifică, în curînd va apărea o cerere foarte mare de aparatură electronică, care va trebui, în condiţii noi, să satisfacă cerinţe noi.

În lucrările menţionate mai sus [1], [2], [3], [4], se scot în evidenţă aceste cerinţe noi, care sînt foarte bine sintetizate în lucrarea [4], şi anume:

1) crearea unor dispozitive şi instalaţii noi prin utilizarea proprietăţilor corpului solid (semiconductoare, dielectrici, supraconductoare etc.) şi, în viitor crearea unor dispozitive care să modeleze anumite procese din organismele vii;

2) ridicarea siguranţei în funcţionare a aparaturii electronice;

3) miniaturizarea şi microminiaturizarea aparaturii electronice;

4) îmbunătăţirea tehnicii transmisiei informaţiilor.

Primele trei sarcini sînt de fapt foarte strîns legate între ele. Microminiaturizarea aparaturii electronice se obţine astăzi tocmai prin utilizarea proprietăţilor fizice ale corpului solid şi, în momentul de faţă, în special ale semiconductoarelor. De asemenea, una dintre sarcinile fundamentale ale aparaturii microminiaturizate, pe lîngă reducerea volumului, a greutăţii şi a consumului de energie, este aceea a măririi considerabile a siguranţei în funcţionare.

În articolul de faţă, care nu are un caracter original, ci numai de informare generală, se încearcă să se prezinte cîteva dintre problemele mai importante ale microminiaturizării aparaturii electronice. La sfîrşitul articolului se sugerează unele sarcini care ar putea reveni, în acest domeniu, specialiştilor din ţara noastră.

Avînd în vedere că terminologia, în acest domeniu, nu este încă stabilită, autorul va utiliza acei termeni care i se par mai potriviţi. Astfel, în literatura de specialitate se vorbeşte despre: electronica circuitelor microminiaturizate, electronica microcircuitelor, electronica microsistemelor, microelectronica.

Ultimii doi termeni apar mult mai potriviţi decît ceilalţi, fiind mult mai generali. Dacă astăzi structura microcircuitelor aminteşte încă de structura circuitelor clasice, constituite din elemente componente distincte, există acum tendinţa de a se fabrica dispozitive care să realizeze funcţia unui circuit electronic clasic şi în care nimic să nu mai amintească de configuraţia unor circuite electrice în sensul obişnuit al cuvîntului. Prin utilizarea anumitor procese fizice se pot realiza direct anumite funcţii caracteristice circuitelor electronice, dar fără circuite electronice. Pentru acest motiv, este

mai indicat să se utilizeze termenul „electronica microsistemelor" sau termenul prescurtat „microelectronica".

Căile microminiaturizării

Prima etapă importantă pe calea miniaturizării aparaturii electronice a fost aceea a cablajelor şi circuitelor imprimate [5], [6]. Această tehnică, introdusă din anul 1945, şi în special cablajele imprimate au permis nu numai micşorarea volumului şi a greutăţii aparaturii electronice, dar şi asigurarea unei productivităţi mai mari, lucru avantajos atît la o producţie de serie mijlocie, cît mai ales la o producţie de serie mare (utilizarea cablajelor imprimate permite o automatizare avansată a producţiei).

Utilizarea cablajelor imprimate s-a impus pe plan mondial în industria radioelectronică, în primul rînd la fabricarea radioreceptoarelor şi a televizoarelor, în ultimul timp extinzîndu-se şi la alte tipuri de aparate. În ţara noastră s-a trecut, de asemenea, la fabricarea de radioreceptoare şi televizoare cu cablaje imprimate [5], trecîndu-se acum şi la realizarea de circuite imprimate.

Introducerea cablajelor imprimate, a tranzistoarelor şi a pieselor miniaturale a permis miniaturizarea aparaturii electronice. Etapa miniaturizării aparaturii electronice nu este încă încheiată. Cu toate acestea, se depun eforturi serioase pentru a se trece la microminiaturizare, încît se poate spune că miniaturizarea nu constituie decît o etapă intermediară în evoluţia electronicii moderne.

Principalele căi ale microminiaturizării [6], [7], [8] sînt următoarele : tehnica micromodulelor, tehnica circuitelor bidimensionale, tehnica circuitelor solide (tridimensionale), electronica moleculară.

Dacă primele trei tehnici sînt destul de bine conturate astăzi, ultima este încă destul de nebuloasă. Tehnica micromodulelor constituie o urmare firească a tehnicii cablajelor imprimate şi reprezintă numai primul pas pe calea microminiaturizării. În figura 1 se arată o porţiune dintr-o instalaţie electronică de calcul, formată din şase module, fiecare modul fiind constituit dintr-o placă izolantă cu cablaj imprimat şi piese miniaturizate, inclusiv tranzistoare. În tehnica micromodulelor, acestea sînt plăci ceramice de dimensiuni mici (fig. 2), care se conectează prin suprapunere formînd module cu o mare densitate de piese. Un micromodul-placă ceramică poate conţine elemente de circuit pasive, active, sau combinaţii, realizate prin imprimare sau alte tehnici, sau utilizînd piese subminiaturizate. Fiecare micromodul cu elementele sale ocupă în cadrul modulului o înălţime strict necesară (fig. 2). În asemenea micromodule pot fi cuprinse şi circuite microminiaturizate realizate prin tehnica circuitelor bidimensionale sau a circuitelor solide.

Un modul constituit din micromodule îndeplineşte, în cadrul aparaturii electronice, o

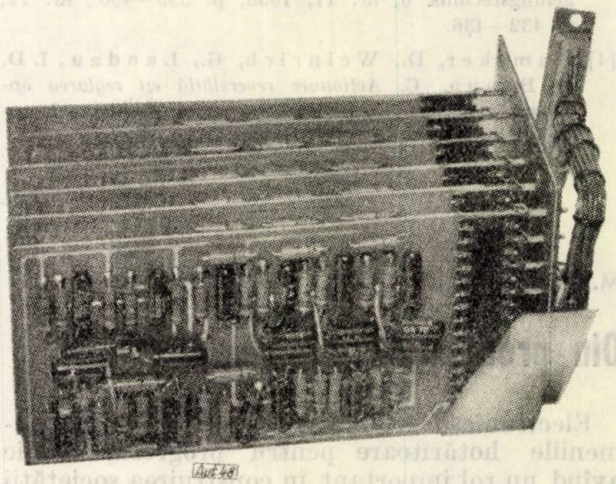


Fig. 1. Ansamblu cu module constituite din plăci cu cablaj imprimat şi piese miniaturizate.

anumită funcţie. Conectarea acestor module se poate face, în cele din urmă [6], pe plăci cu cablaje imprimate (fig. 3). Se realizează

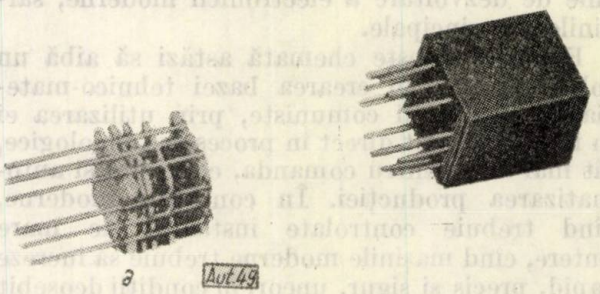


Fig. 2.
a – micromodule ; *b* – modulul global.

astfel o mare densitate de piese şi dimensiuni foarte mici pentru aparatura electronică. Cu toate că tehnica micromodulelor (cu piese subminiaturizate) începe să fie utilizată pe scară

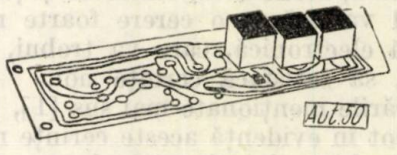


Fig. 3. Conectarea modulelor pe plăci cu cablaj imprimat.

industrială [8], această tehnică nu este încă concludentă în ceea ce priveşte micşorarea preţului de cost şi îmbunătăţirea siguranţei în funcţionare [7], singurul avantaj fiind acela al reducerii volumului. Din acest punct de vedere, critica principală care se poate aduce circuitelor

pe cablaje imprimate sau cu micromodule este aceea că nu se elimină în suficientă măsură interconectarea pieselor prin puncte de sudură.

Această cerinţă poate fi satisfăcută tocmai prin tehnica circuitelor bidimensionale, unde conexiunile prin suduri pot fi reduse la un minimum necesar, şi, de asemenea, prin tehnica circuitelor solide sau a electronicii moleculare. Aceste probleme vor fi urmărite pe scurt în articolul de faţă.

Obiectivele microelectronicii

Printre principalele obiective ale microelectronicii pot fi citate următoarele :

Micşorarea dimensiunilor şi a greutăţii aparaturii electronice, creşterea siguranţei în funcţionare, reducerea preţului de cost, consum mai mic de putere electrică, performanţe electrice superioare.

Micşorarea la maximum a aparaturii electronice este cerută nu numai de anumite aplicaţii speciale, ca de exemplu aparatură electronică pentru nave cosmice sau cu destinaţie militară, ci şi de nevoile mari de aparatură electronică în toate domeniile. Este ştiut că o maşină electronică de calculat necesită un număr foarte mare de elemente active (tuburi electronice sau dispozitive semiconductoare), ajungînd la mii sau zeci de mii de elemente active, ceea ce duce la volume mari, ocupate în încăperi mari. Este de dorit ca centrele de calculatoare electronice să fie echipate cu echipamente economice, de volum cît se poate de mic, ceea ce reduce nu numai costul investiţiilor în construcţii, dar uşurează condiţiile de exploatare şi întreţinere şi permite deplasarea comodă a aparaturii în diverse scopuri. Se apreciază [9] că, prin utilizarea circuitelor solide, volumul aparaturii electronice poate fi redus de la 30 la 60 de ori faţă de aparatura subminiaturizată realizată cu cablaje imprimate, tranzistoare şi piese subminiaturale, deci faţă de cea mai bună tehnică actuală.

Micşorarea considerabilă a volumului şi a costului ar permite ca, pentru anumite aplicaţii unde se cere o siguranţă maximă în funcţionare, aparatura electronică să poată fi dublată sau triplată. Este cunoscut faptul [11] că, pentru a mări siguranţa în funcţionare a unui aparat electronic, există două soluţii. O primă soluţie este aceea de a mări siguranţa în funcţionare a elementelor componente ; a doua soluţie o constituie utilizarea de rezerve pentru întreaga aparatură sau pentru anumite părţi ale ei. Pentru o aparatură de volum foarte mic şi ieftină, metoda rezervelor poate deveni acceptabilă.

În afară de aceasta, pe bună dreptate se consideră că aparatura realizată pe baza tehnicii circuitelor bidimensionale sau tridimensionale trebuie să fie mai sigură în funcţionare, fie numai datorită faptului că se înlătură conexiunile sudate dintre elementele componente care la aparatura obişnuită constituie una din sursele importante de defectare. În plus, la o aparatură de volum mic şi greutate mică, problema avariilor mecanice este mult redusă.

În cazul circuitelor solide, întregul circuit poate fi realizat într-o plăcuţă de monocristal semiconductor. O mai mare siguranţă în funcţionare poate fi asigurată în acest caz nu numai prin lipsa conexiunilor sudate, dar şi prin faptul că întregul „circuit" se realizează prin cîteva procese relativ simple, în comparaţie cu procesele care ar fi fost utilizate pentru fiecare piesă în parte. Un întreg circuit poate fi privit acum ca o singură piesă cu o anumită siguranţă în funcţionare, care poate fi principial cu mult superioară siguranţei în funcţionare a unui sistem echivalent format din multe piese separate, conectate între ele.

Pentru aceste motive se pare că cerinţa fundamentală a creşterii siguranţei în funcţionare va putea fi realizată tocmai pe calea microminiaturizării prin tehnici ca aceea a circuitelor bidimensionale, a circuitelor solide sau a electronicii moleculare. În raportul [9] se apreciază că, deşi în momentul redactării lui, siguranţa în funcţionare a circuitelor solide este mai mică decît a circuitelor subminiaturizate, pentru anii 1963—1966 se prevede obţinerea aceleiaşi siguranţe în funcţionare, pentru ca, după anul 1966, siguranţa în funcţionare a circuitelor solide să ajungă la posibilităţile acestei tehnici, adică cu mult mai bună decît a circuitelor convenţionale. În figura 4 se arată [9] variaţiile apreciate ale

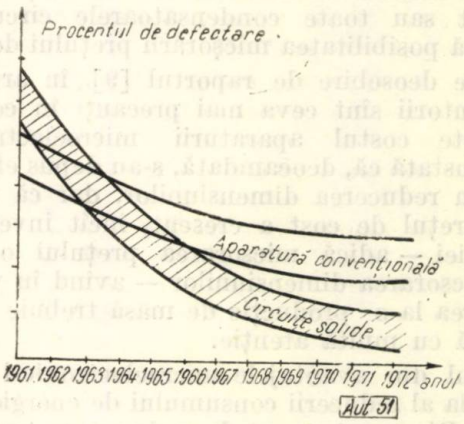


Fig. 4. Evoluţia probabilă [9] a procentului de defectare în următorii ani.

„procentului de defectare" pentru următorii zece ani (Prin procent de defectare* se înţelege raportul, în procente, dintre numărul de aparate care se defectează într-un număr dat de ore şi numărul total de aparate considerate.).

* O prezentare succintă şi sistematică a noţiunilor de bază privitoare la siguranţa în funcţionare a aparaturii electronice se poate găsi în lucrările [12] şi [13].

Cu cît acest procent este mai mic, cu atît siguranţa în funcţionare este mai mare.

În ceea ce priveşte costul aparaturii microelectronice, în momentul de faţă [9], cînd tehnologia acestei aparaturi nu este pusă la punct

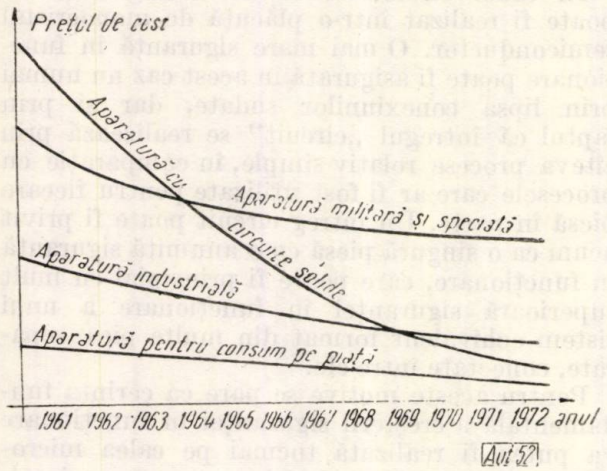


Fig. 5. Evoluţia probabilă [9] a preţului de cost în următorii ani.

în toate detaliile, costul acestei aparaturi este ceva mai ridicat, dar se apreciază [9], după cum se arată în figura 5 (pentru circuite solide), o scădere importantă a preţului de cost, în special în comparaţie cu aparatura utilizată în scopuri militare, speciale sau industriale. O asemenea apreciere se bazează pe posibilităţile cuprinse potenţial de tehnologia microelectronică. Faptul că printr-un proces tehnologic unic se pot fabrica simultan toate rezistenţele unui circuit sau toate condensatoarele circuitului explică posibilitatea micşorării preţului de cost.

Spre deosebire de raportul [9], în articolul [8] autorii sînt ceva mai precauţi în ceea ce priveşte costul aparaturii microelectronice. Se constată că, deocamdată, s-au depus eforturi pentru reducerea dimensiunilor, dar că simultan preţul de cost a crescut, încît inversarea situaţiei — adică micşorarea preţului o dată cu micşorarea dimensiunilor — avînd în vedere trecerea la o producţie de masă trebuie considerată cu multă atenţie.

Unul din avantajele microelectronicii va fi şi acela al reducerii consumului de energie electrică. Din acest punct de vedere este cunoscut faptul că tranzistoarele sînt mai economice decît tuburile electronice, şi cu atît mai mult este de aşteptat ca în special circuitele solide să fie mai economice.

O serie întreagă de performanţe se pot obţine cu circuite electronice care sînt foarte slab alimentate (cu curenţi foarte mici), atît în ceea ce priveşte amplificarea, cît şi realizarea altor funcţii electronice. Unul din eforturile principale în realizarea aparaturii microelectronice va fi îndreptat către realizarea anumitor performanţe cu un consum de energie electrică redus la minimum posibil.

În sfîrşit, este de aşteptat ca aparatura microelectronică să realizeze anumite performanţe superioare aparaturii obişnuite sau care nu se pot realiza cu aparatura obişnuită. De exemplu, funcţionarea tot mai rapidă a circuitelor electronice (în regim de comutare) începe să fie limitată, nu atît de dispozitivele semiconductoare moderne (diode speciale şi tranzistoare speciale de comutare), cît de întîrzierile produse de firele de conexiune. În aparatura obişnuită, firele de conexiune se pot reduce la o lungime minimă sub care însă nu se poate trece, căci sudurile dintre diversele piese sînt inevitabile. Circuitele microelectronice pot avea dimensiuni fizice extrem de mici şi pot fi realizate fără conexiuni, ceea ce va permite o creştere considerabilă a rapidităţii lor de funcţionare.

Unele probleme ridicate de aparatura microelectronică

Atît timp cît aparatura electronică este realizată din elemente componente, sudate între ele la aparatura obişnuită sau integrate într-un circuit bidimensional sau tridimensional, prima problemă care se pune, din punctul de vedere al micşorării dimensiunilor, este aceea a numărului de elemente care pot încăpea în unitatea de volum, adică problema densităţii de montaj (plotnosti montaja, packing density). În lucrările [14] şi [15] se apreciază aproximativ următoarele valori pentru densitatea de montaj:

	densitatea de montaj
aparatură convenţională cu tuburi electronice	$< \frac{1}{100}$ elemente/cm^3
aparatură cu tuburi miniaturizate	$\frac{1}{10}$ elemente/cm^3
aparatură cu tranzistoare	1 elemente/cm^3
aparatură cu micromodule	$10-10^2$ elemente/cm^3
circuite solide	10^3-10^4 elemente/cm^3
creierul omenesc	10^7 elemente/cm^3

Datele din această tabelă sînt cu totul orientative.

Se va observa marea densitate de montaj a circuitelor solide în comparaţie cu celelalte tehnici. Ca limită ideală poate fi considerat un sistem biologic, creierul omenesc, care cuprinde un număr imens de elemente biologice (neuroni) pe unitatea de volum, multe din aceste elemente îndeplinind funcţii analoge celor din maşinile electronice de calcul [16].

În prezent s-au realizat circuite solide cu 10^2 pînă la 10^3 elemente/cm^3 şi este greu de prevăzut că o densitate de montaj mai mare de 10^4 elemente/cm^3 va putea fi depăşită. Densitatea maximă de montaj în cadrul unei anumite tehnici de realizare a aparaturii electronice este condiţionată de mulţi factori. Pentru circuitele

bidimensionale şi în special tridimensionale, circuite solide, densitatea de montaj este limitată în special de factori ca disipaţia căldurii şi precizia tehnologică de fabricaţie a diverselor elemente în cadrul materialului semiconductor monocristalin. De exemplu, pentru realizarea anumitor domenii de anumită rezistivitate în plăcuţa monocristalină, trebuie introduse impurităţi de un anumit tip. Pentru aceasta se poate aşeza o mască pe plăcuţa monocristalină şi se introduc impurităţi, de exemplu prin difuzie. Impurităţile care pătrund în plăcuţă nu se vor putea limita strict la domeniul rezervat, ci evident vor exista unele abateri. Tocmai aceste abateri de care trebuie să se ţină seamă, necesită anumite spaţii între diversele domenii ale circuitului solid, ceea ce afectează evident densitatea de montaj.

Disipaţia căldurii este, de asemenea, unul din factorii cei mai importanţi care limitează densitatea de montaj. Din acest punct de vedere, eforturile care se depun pentru ca circuitele microelectronice să lucreze cu curenţi mici (exceptînd circuitele de putere) vor permite nu numai reducerea consumului de energie electrică, dar şi mărirea densităţii de montaj.

Aparatura microelectronică, tocmai prin dimensiunile ei extrem de mici, ridică şi o altă categorie de probleme, legate de utilizarea ei împreună cu alte sisteme ca : motoare electrice, difuzoare, antene etc., elemente care nu pot fi microminiaturizate. În afară de aceasta, anumite elemente din aparatura microelectronică trebuie controlate (automat sau manual), ca de exemplu acordul unui circuit sau reglajul unui divizor de tesiune. Butonul manual de reglaj poate fi cel mult miniaturizat şi, evident nu poate acţiona mecanic direct asupra unei piese dintr-un microcircuit. Cu ajutorul butonului se poate regla o tensiune electrică şi, pe această cale, să se comande electric un element cu efect inductiv sau capacitiv din microcircuit. După cum se observă, se ridică acum probleme de compatibilitate între microcircuit şi dispozitivele anexă. De aceea, se pare că nu întotdeauna va trebui să se recurgă la microcircuite, ci numai în cazuri justificate, pentru instalaţii destul de complexe, cum ar fi, de exemplu, calculatoarele electronice. Totuşi se prevede utilizarea microcircuitelor şi în aparatura pentru radiocomunicaţii.

O altă categorie de probleme ridicate de microelectronică sînt problemele de accesibilitate [10]. Într-o instalaţie cu microcircuite pot apărea anumite defecte. Este evident că dacă s-a defectat numai o parte dintr-un microcircuit (bidimensional sau solid), această parte nu poate fi reparată sau înlocuită, singura soluţie fiind aceea de a schimba întregul microcircuit. De aceea este foarte probabil că aparatura electronică va fi realizată din grupuri de microcircuite interconectate între ele, fiecare microcircuit putînd fi înlocuit la fel cum se înlocuieşte astăzi un element de circuit obişnuit (rezistenţă, tub etc.).

Cît de complex trebuie să fie un microcircuit component, cu alte cuvinte cîte etaje electronice să cuprindă, răspunsul la această problemă va trebui găsit pentru fiecare tip de instalaţie în parte, în funcţie de complexitatea instalaţiei, de posibilitatea de defectare (acele microcircuite care pot fi mai uşor supuse defectării vor fi mai simple, cuprinzînd un număr mai mic de elemente integrate), de reducerea la minimum a firelor de conexiune dintre microcircuite, care pot micşora siguranţa în funcţionare şi reduce rapiditatea de funcţionare a instalaţiei etc.

În sfîrşit, va trebui observat că microelectronica nu ridică numai probleme de ordin tehnologic [17], ci şi probleme mai generale care afectează întregul mod de a concepe aparatura electronică. Pentru aparatura microelectronică teoria sistemelor va avea un rol fundamental, în cazul de faţă a sistemelor electronice, dar nu numai a sistemelor electronice. Aparatura electronică dintr-o întreprindere complet automatizată are un rol important în calculatoarele electronice, dar ea interacţionează cu instalaţiile industriale şi cu personalul uman, oricît de redus ar fi acesta. O teorie generală a sistemelor ar trebui să ţină seamă de toţi aceşti factori şi, pe această bază, se pot stabili anumite cerinţe sistemelor electronice. Aparatura microelectronică va deveni ea însăşi o aparatură de sisteme şi numai pe baza teoriei generale a sistemelor se pot găsi cele mai bune soluţii pentru configuraţia ei generală.

Este posibil ca pentru o aparatură atît de complexă să fie necesară chiar depăşirea tehnicii microcircuitelor (bidimensionale şi tridimensionale). Etapa imediat superioară o constituie ceea ce se numeşte astăzi „electronica moleculară". În cadrul acestei tehnici de viitor, conceptul clasic de circuit electronic se estompează în cel mai înalt grad. În cadrul acestei tehnici se prevede realizarea unor blocuri funcţionale în care performanţele tipice aparaturii electronice (amplificare, redresare etc.) să se realizeze prin anumite procese fizice în corpul solid, fără ca acesta să mai amintească oricît de vag circuitul electronic clasic.

Circuitele bidimensionale

Termenul de circuit bidimensional este deosebit de potrivit pentru circuitele realizate prin depunerea de straturi subţiri pe o placă (substrat) de ceramică sau sticlă.

Astăzi este destul de bine pusă la punct tehnica depunerii de straturi rezistive (pentru formarea rezistenţelor), conductive (pentru formarea conexiunilor) sau dielectrice (pentru formarea condensatoarelor). În special s-au impus metodele de depunere în vid care au avantajul unei

mari reproductibilităţi şi, în plus, prin mascarea substratului, se pot realiza depuneri pe linii (canale) foarte fine, lucru important pentru realizarea unor rezistenţe de valoare mare. Există două metode principale de depunere în

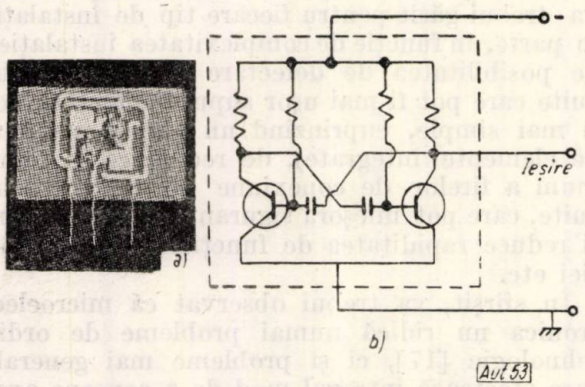


Fig. 6. Multivibrator:
a – circuitul bidimensional de dimensiuni realizat prin tehnica circuitelor bidimensionale; *b* – schema de principiu.

vid: prin evaporare şi prin dislocare („sputtering"). În primul caz, substanţa care trebuie depusă se încălzeşte în vid iar particulele evaporate se depun pe substratul care se găseşte în apropiere, prin orificiile libere ale măştii care se găseşte deasupra substratului. În al doilea caz, substanţa care trebuie depusă este bombardată cu ioni pozitivi produşi printr-o descărcare a unui gaz inert care a fost introdus în incintă la o presiune sub cea atmosferică. Atomi sau grupuri de atomi ai substanţei sînt dislocaţi din substanţă şi se vor depune pe substratul care se plasează în apropiere. Deşi a doua cale pare ceva mai complicată, totuşi poate fi utilizată în mod curent, prezentînd avantajul unei depuneri mai lente în timp decît prin metoda evaporării, ceea ce face ca procesul tehnologic să poată fi mai bine controlat. În afară de aceasta, pentru substanţe cu punct ridicat de topire, metoda evaporării este mult mai dificilă, astfel încît în asemenea cazuri metoda dislocării se impune. Astăzi se utilizează în mod curent ambele metode de depunere în vid.

În realizarea circuitelor bidimensionale, primele eforturi s-au depus pe calea obţinerii circuitelor pasive, în special a elementelor R şi C. Elementele active, diode şi tranzistoare, se montau ulterior, ceea ce ducea la realizarea unor circuite hibride, care nu mai sînt riguros bidimensionale. Această tehnică hibridă este utilizată (fig. 6) astăzi de anumite întreprinderi industriale.

Realizarea rezistenţelor în straturi subţiri nu întîmpină dificultăţi deosebite. Mai dificilă este problema condensatoarelor, problemă care este aproape complet rezolvată. La început, se căuta să se depună straturi conductoare pe ambele părţi ale substratului, acesta constituind chiar dielectricul condensatorului. Nu se puteau obţine însă capacităţi de valoare suficient de mare, chiar dacă pe suprafaţa unde se forma condensatorul grosimea substratului era mult redusă, din cauza constantei dielectrice relativ mici a acestuia.

O altă metodă este aceea a depunerii în vid a trei straturi succesive metal-dielectric-metal care să realizeze condensatorul pe o singură parte a substratului. Acum stratul dielectric poate fi extrem de subţire şi realizat cu o substanţă de mare constantă dielectrică.

În două lucrări recente [18], [19] se arată că, atît rezistenţele, cît şi condensatoarele, pot fi realizate cu o singură substanţă, tantalul. Este un progres important în acest domeniu, întrucît tantalul este rezistent la coroziune, inert din punct de vedere chimic şi permite realizarea de rezistenţe foarte mari în straturi subţiri. Obţinerea condensatorului se explică prin aceea că tantalul se acoperă cu un strat de oxid (acest proces apare în mod natural, dar poate fi intensificat şi controlat prin anumite procedee tehnologice [18], [19]) care constituie un bun dielectric, peste care se depune din nou metal. Se pot obţine, prin acest procedeu, capacităţi cu valori destul de mari, de exemplu de 0,02 μF.

În acest domeniu, al circuitelor bidimensionale, a mai rămas de rezolvat problema elementelor active şi inductive.

O soluţie ingenioasă [18], pentru ca circuitul bidimensional să nu aibă tranzistoare în relief, este aceea ca elementele active să fie îngropate în substrat. Pentru aceasta se preconizează utilizarea unor tranzistoare necapsulate, fără suport de bază, care au o grosime totală foarte mică şi care pot fi introduse în anumite găuri ale substratului (fig. 7).

În ultimul timp se depun însă eforturi serioase pentru realizarea de elemente active bidimensionale prin depuneri succesive de straturi subţiri. Există două direcţii de cercetare pentru rezolvarea acestei probleme.

Prima din acestea [20] se referă la structuri de straturi subţiri, de tipul metal-oxid-metal, unde apare efectul tunel şi care au o caracteristică curent-tensiune prezentînd o regiune cu rezisten-

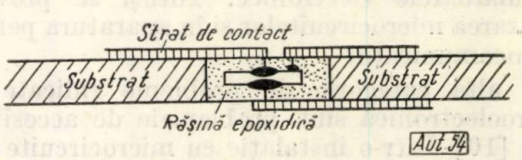


Fig. 7. Introducerea tranzistorului decapsulat şi fără suport de bază într-o gaură a substratului.

ţă negativă. Asemenea proprietăţi au straturile aluminiu-oxid (20Å) – aluminiu, dar din punct de vedere tehnologic apar încă multe dificultăţi, astfel încît sînt necesare perfecţionări importante.

O a doua direcţie de cercetare, probabil mult mai fructuoasă decît prima, este aceea a realizării unor dispozitive semiconductoare cu proprietăţi de amplificare, realizate cu straturi depuse. În fază de laborator s-a reuşit [21] să se obţină un tranzistor bidimensional special de o construcţie extrem de simplă şi cu proproprietăţi de amplificare remarcabile. În figura 8 se arată structura unui asemenea tranzistor special, realizat prin următoarele operaţii :

a) pe substratul izolant (material ceramic sau sticlă) se depun doi electrozi metalici *S* şi *D*, cu o grosime de la 5 la 10 microni ;

b) se depune apoi un strat semiconductor (sulfură de cadmiu) cu o grosime de 1 micron ;

c) se depune un strat dielectric (monoxid de siliciu) şi în sfîrşit un alt electrod metalic *G*.

Aplicînd un semnal (în tensiune) între electrozii *G* şi *S*, se culege în circuitul de ieşire, între electrozii *D* şi *S*, un semnal amplificat. Factorul de amplificare al acestui tranzistor a avut valoarea 50. Funcţionarea lui se bazează pe efecte electrice asupra stărilor de suprafaţă ale stratului semiconductor. Ceea ce este interesant este faptul că stratul semiconductor, deşi a fost policristalin, s-a obţinut totuşi o amplificare remarcabilă. În plus, se va remarca că la intrare nu va exista un curent de conducţie, ci numai un efect capacitiv.

Perfecţionarea acestui dispozitiv poate, într-adevăr, rezolva problema elementului activ pentru circuite bidimensionale. Mai mult decît atît, este posibil ca pe baza unor tehnici dezvoltate, în legătură cu acest dispozitiv, să se obţină, după cum se indică în lucrarea [21], o nouă metodă de realizare a circuitelor bidimensionale, extrem de avantajoasă. Un exemplu este edificator : cuplarea etajelor cu asemenea tranzistoare se poate face direct (fig. 9). Un asemenea circuit se poate realiza destul de uşor sub forma unui circuit bidimensional.

În ceea ce priveşte realizarea unor elemente inductive bidimensionale, nu s-au obţinut încă

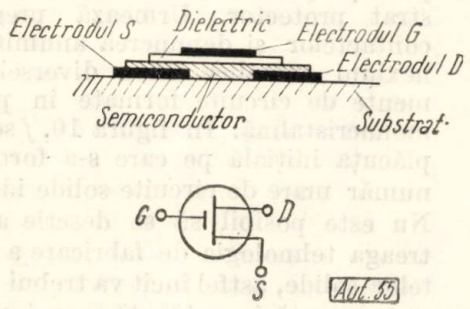


Fig. 8. Structura şi simbolul unui tranzistor TSS (tranzistor cu straturi subţiri).

rezultate remarcabile. Pînă acum peliculele magnetice (obţinute prin depunere în vid) îşi găsesc aplicaţia în circuitele de memorie ale maşinilor de calcul, dar nu se cunosc metode prin care aceste straturi magnetice ar putea servi ca miez magnetic pentru realizarea unor „bobine" bidimensionale, cu inductanţe suficient de mari. Este posibil însă, cu ajutorul

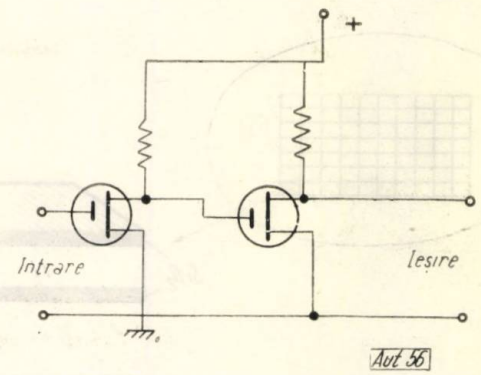


Fig. 9. Schema unui amplificator cu două etaje cu tranzistoare TSS. Se va observa că tranzistoarele se pot cupla direct şi că nu este nevoie de polarizarea electrozilor de intrare. Asemenea circuite pot fi foarte uşor realizate sub formă bidimensională.

unor dispozitive semiconductoare de structură specială, să se obţină elemente cu comportare inductivă.

Circuitele solide

Termenul de circuit solid este astăzi deosebit de utilizat, însă alături de el se mai întrebuinţează şi termeni ca circuit integrat sau circuit tridimensional.

Termenul de circuit tridimensional ar prezenta avantajul că permite o distincţie netă faţă de circuitele bidimensionale, însă avînd în vedere că circuitele tridimensionale se realizează în plăcuţe foarte subţiri de material semiconductor, termenul tridimensional exagerează într-o oarecare măsură situaţia reală.

Termenul de circuit integrat este utilizat deseori nu numai pentru circuite tridimensionale, dar şi pentru circuite bidimensionale. Eventual, prin circuite integrate s-ar putea înţelege atît circuitele bidimensionale, cît şi tridimensionale.

Avînd în vedere argumentele de mai sus, termenul de „circuit solid" apare ca cel mai potrivit.

Tehnologia circuitelor solide derivă direct din tehnologia tranzistoarelor, incluzînd ultimele realizări ale acesteia: tehnica tranzistoarelor mesa, epitaxiale, planare. Bineînţeles se utilizează toate celelalte tehnici cunoscute în fabricarea tranzistoarelor, ca difuzia impurităţilor, depunerea metalelor, alierea etc.

Ca material semiconductor pentru circuite solide este preferat siliciul în loc de germaniu. Este posibil ca, ulterior să se utilizeze şi anumiţi compuşi intermetalici. Motivele pentru

care siliciul este de preferat germaniului sînt următoarele:

— poate lucra la temperaturi mai mari, ceea ce permite o densitate de montaj mai mare şi deci un volum mai redus;

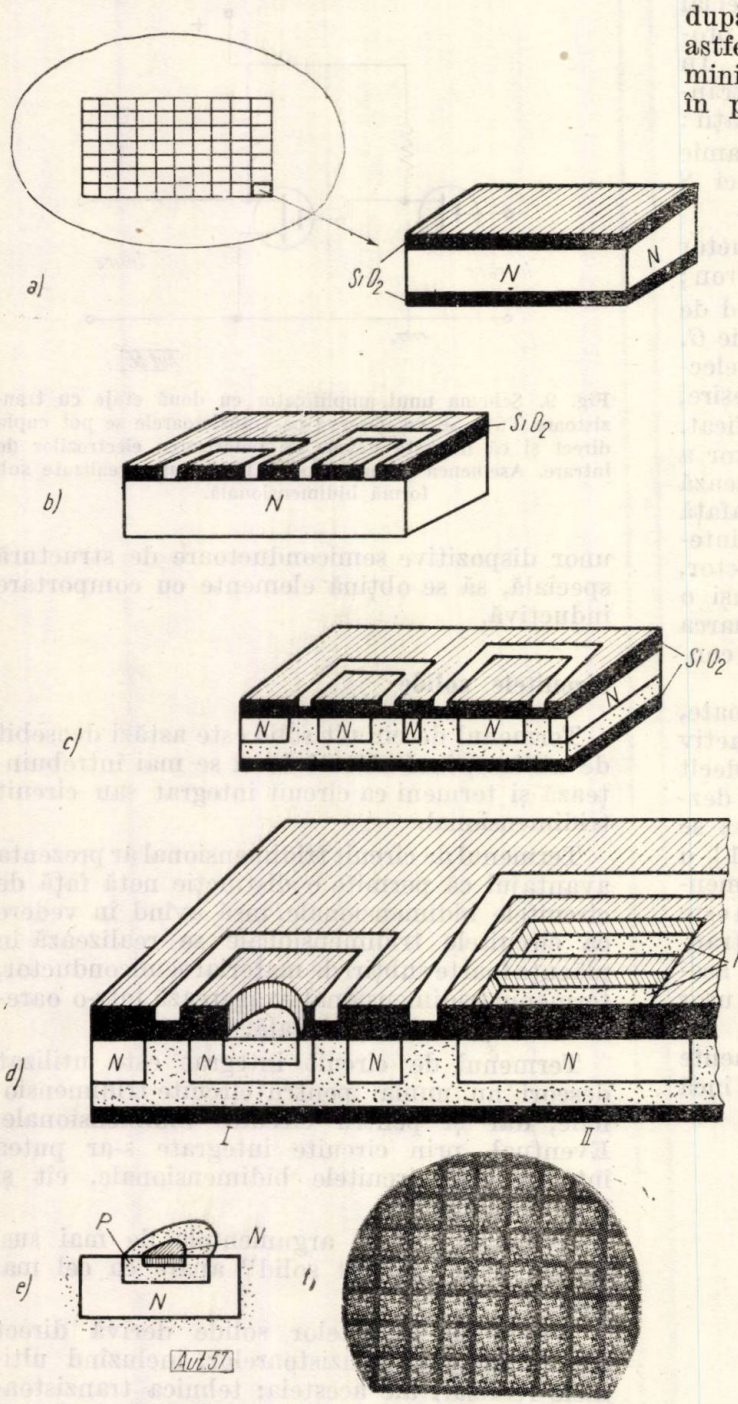


Fig. 10. Exemplificarea unor faze de fabricaţie a circuitelor solide.

— este mai susceptibil de a fabrica circuite solide, avînd în vedere că siliciul se acoperă cu un strat protector de bioxid de siliciu şi că se pot forma mai uşor măşti de difuzie pe siliciu decît pe germaniu;

— are o rezistenţă intrinsecă mai mare, ceea ce evident prezintă o deosebită importanţă, deoarece circuitul solid se realizează în volumul materialului semiconductor, ale cărui „piese" trebuie izolate în volum unele de celelalte.

În linii mari, fabricarea unui circuit solid, după un anumit procedeu [22], se realizează astfel: un monocristal de siliciu de tip N cu minimum de imperfecţii şi dislocaţii este tăiat în plăcuţe de grosime foarte mică; aceste plăcuţe, care au un diametru de 1 — 3 cm, sînt introduse într-un cuptor cu atmosferă oxidantă, unde se acoperă cu un strat de bioxid de siliciu. În acest moment, plăcuţele pot fi socotite încapsulate într-un strat care le protejează suprafeţele, lucru deosebit de important la materialele semiconductoare. Din fiecare plăcuţă se poate forma un mare număr de circuite solide (fig. 10 *a*) simultan. Cu ajutorul unei măşti aplicate pe plăcuţă se dizolvă pe anumite porţiuni (fig. 10, *b*) bioxidul de siliciu; pe cealaltă parte a plăcuţei se înlătură întregul strat de bioxid. Se introduc prin difuzie impurităţi acceptoare (bor), care pătrund prin ambele suprafeţe ale plăcuţei, dar numai prin domeniile neprotejate cu bioxid de siliciu; se oxidează din nou suprafaţa, obţinîndu-se structura din figura 10, *c*. Apoi prin mascare şi dizolvare se decupează din nou anumite porţiuni de suprafaţă şi, prin difuzie, se introduc impurităţi acceptoare, dar pe o adîncime mult mai mică (fig. 10, *d*). În regiunea (*I*), domeniul P va constitui baza unui tranzistor, iar domeniul N colectorul. Prin difuzie se mai introduc aici impurităţi donoare (fig. 10, *e*), astfel încît se formează un tranzistor NPN. În regiunea (*II*) din figura 10, *d*, domeniile P vor constitui rezistenţe. În urma acestor etape se oxidează din nou plăcuţa pentru a fi acoperită cu un strat protector. Urmează pregătirea contactelor şi depunerea anumitor conexiuni metalice între diversele elemente de circuite formate în plăcuţa monocristalină. În figura 10, *f* se arată plăcuţa iniţială pe care s-a format un număr mare de circuite solide identice. Nu este posibil să se descrie aici întreaga tehnologie de fabricare a circuitelor solide, astfel încît va trebui numai să se scoată în evidenţă faptul că, prin procedee ca acela descris sumar şi incomplet mai sus, se pot realiza în plăcuţa semiconductoare tranzistorul, diode capacităţi (joncţiuni PN de suprafaţă mare, alimentate în sens invers) şi rezistenţe. Trebuie remarcat însă că tehnologia de fabricaţie a circuitelor solide este departe de a fi atins faza de maturitate.

În afară de dificultăţile tehnologice va trebui să se găsească o soluţie şi pentru realizarea unor elemente cu comportare inductivă şi care să poată fi obţinute prin procedee tehnologice specifice circuitelor solide.

În momentul de faţă se depun eforturi pentru realizarea unor dispozitive semiconductoare cu comportare inductivă. Asemenea dispozitive, numite „inductanţe solide", se pot realiza prin scoaterea în evidenţă a efectelor inductive la o joncţiune *PN* sau, şi mai bine, prin obţinerea unei comportări inductive a unui tranzistor conectat într-un anumit mod [23]. Problema tranzistorului inductiv stă şi în atenţia unui colectiv de la Institutul politehnic-Bucureşti [24], [25], [26].

Electronica moleculară

După cum s-a arătat mai sus, electronica moleculară va constitui o etapă superioară circuitelor bidimensionale şi solide. Informaţiile privitoare la acest domeniu al electronicii sînt deocamdată extrem de sumare. În momentul de faţă se cunosc cu aproximaţie care sînt tendinţele de realizare a aparaturi electronice în cadrul acestei tehnici. Aceste tendinţe converg către realizarea unor blocuri funcţionale de o construcţie relativ simplă şi care să realizeze performanţele unor circuite electronice complexe. Performanţe ca amplificarea, redresarea etc., pot fi realizate, în principiu, şi prin alte procese fizice decît acelea care au loc în circuitele convenţionale.

Un exemplu, de fapt singurul, care este citat în multe articole generale dedicate microminiaturizării şi care în mod inevitabil va fi citat şi în articolul de faţă este acela din figura 11. Dispozitivul din figura 11 reprezintă un redresor, realizat cu totul altfel decît redresoarele convenţionale, constituit dintr-un strat rezistiv alimentat în curent alternativ, un strat dielectric şi un strat termoelectric. În stratul rezistiv se dezvoltă căldură; această căldură trece în cea mai mare parte prin stratul dielectric (care nu trebuie să fie un izolant din punct de vedere termic) şi ajunge la stratul termoelectric unde ia naştere o tensiune termoelectrică de curent continuu. Deci întregul redresor (care în mod normal conţine un transformator, diodă redresoare, condensatoare şi bobină de filtraj) devine acum un simplu element, dar nu un element de circuit, ci un element de sistem. Este de la sine înţeles că cele mai mari progrese pe calea microminiaturizării şi creşterii siguranţei în funcţionare* se vor putea obţine tocmai pe calea realizălii unor elemente simple de sistem. Cu cît numărul elementelor componente, este mai mic, cu atît siguranţa în funcţionare a aparaturii electronice poate fi mai ridicată.

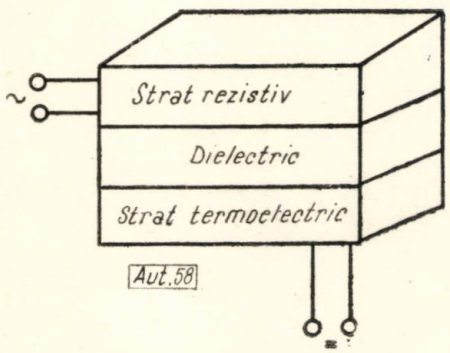


Fig. 11. Redresor.

Se poate observa că domeniul electronicii moleculare constituie un cîmp deschis, aproape inepuizabil, pentru afirmarea şi verificarea multor idei, avînd în vedere marea varietate a proceselor fizice, care au loc în corpul solid, şi marea posibilitate de combinare a acestor, procese.

Concluzii

În articolul de faţă nu s-au putut schiţa decît cîteva probleme ale microelectronicii. Ceea ce trebuie remarcat este dezvoltarea extrem de rapidă a acestui domeniu, care are de parcurs cîteva etape bine conturate pe calea obţinerii unei aparaturi microminiaturizate, mai sigure în funcţionare şi mai ieftine.

Perspective deosebite au circuitele bidimensionale, circuitele solide şi elementele funcţionale de sistem. Este posibilă combinarea acestor elemente cu tehnica micromodulelor şi a interconectării lor prin cablaje imprimate.

Microelectronica datorează foarte mult fizicii şi tehnologiei semiconductelor, constituind o dezvoltare a acesteia din urmă.

În raportul tovarăşului Gh. Gheorghiu-Dej la cel de-al III-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn, din iunie 1960, s-a arătat că cercetarea ştiinţifică va trebui să aibă o sferă largă de preocupări în domeniul folosirii energiei nucleare în scopuri paşnice, al maşinilor de calculat şi aparatelor electronice, al semiconductoarelor, materialelor sintetice, petrochimiei, îngrăşămintelor chimice etc.

În ceea ce priveşte tehnica circuitelor bidimensionale, aceasta ar putea fi dezvoltată, deocamdată în fază de laborator, cu ajutorul unor colective de fizicieni care s-au remarcat în obţinerea şi studiul proprietăţilor straturilor subţiri.

Deşi domeniul electronicii moleculare este un domeniu de perspectivă, această perspectivă este totuşi destul de apropiată. Stimularea

* Există o propunere (R. Stere) ca termenul siguranţă în funcţionare să fie concentrat într-unul singur: bizuitate (prescurtare de la bizuibilitate). Acest termen este destul de sugestiv şi deci foarte potrivit.

anumitor colective de a gîndi asupra acestor probleme ar putea duce ulterior la obținerea unor rezultate originale și fructuoase.

BIBLIOGRAFIE

[1] Siforov, V. I. XXII *Siezd Kommunisticeskoi Partii Sovetskovo Soiuza i problemî radioelektroniki.* In: Radiotehnika i elektronika, 7 (1962), nr. 1, p. 3—6.

[2] Berg, A. I. *Radioelektronika i kibernetika v novoi Programe Kommunisticeskoi Partii Sovetskovo Soiuza.* In: Radiotehnika i elektronika, 7 (1962), nr. 3, p. 363—368.

[3] Neiman, M. S. *O progresse radioelektroniki i glavnîh zadaciah.* În: Izvestia vîsşih ucebnîh zavedenii — Radiotehnika, 5 (1962), nr. 1, p. 9—15.

[4] Voitko, V. I. *Stroitelstvo kommunizma i problemî radioelektroniki.* În: Izvestia vîsşih ucebnîh zavedenii — Radiotehnika, 5 (1962), nr. 1, p. 3—8.

[5] Apostol, P. *Circuite imprimate.* București, Editura tehnică (colecția tehnica nouă), 1962, 164 p.

[6] Danko, S. F. *Printed circuits and microelectronics.* În: Proceedings IRE, 50 (1962), mai, p. 937—945.

[7] Teffries, P. *Microminiaturisation in electronics.* În: Industrial electronics, 1 oct. 1962, p. 8—10.

[8] Horsey, E. F. și Frankin, P. S. Status *of microminiaturisation.* În: Transactions IRE, on component parts, CP-9 mart. 1962, p. 3—18.

[9] Haggerty, P. E. *Semiconductor networks,* their current status and application to advanced equipment programs. Texas instruments, oct. 1961.

[10] Myers, P. B. *A survey of microsystem electronics, report at the Western Joint Computer Conferenee,* mai 1961.

[11] Sorin, Ia. M. *Nadejnosti radioelektronoi aparaturî* (massovaia radiobiblioteka). Moscva, Gosenergoizdat, 1961, 72 p.

[12] Leontiev, L. P. *Opredelenie nadejnosti slojnîh elektronîh ustroistv s promoşcin kompoziții zakonov raspredeleniia.* Avtomatika i vîcislitelnaia tehnika, vîp. 2, Institut elektroniki i vîcislitelnoi tehniki, Riga, 1962, p. 63—82.

[13] Akademia Nauk S.S.S.R. (*Komitet tehniceskoi terminologhii i institutu radiotehniki i elektroniki*). Teoria nadejnosti v oblasti radioelektroniki (terminologhia). Moscva, Izd. Ak. Nauk S.S.S.R., 1962.

[14] Wallmark, J. T. Design *consideration of integrated electronic devices.* În: Proceedings IRE, 48, martie, 1960, p. 293—300.

[15] Wallmark, J. T. și Marcus, S. M. *Minimum size and maximum, packing density of nonredundant semiconductor devices.* În: Proceedings IRE, 50, martie, 1962, p. 286—298.

[16] Nicolau, Edm. și Bălăceanu, C. *Cibernetica.* București, Editura științifică, 1961.

[17] Suran, J. I. *Circuitul considerations relating to microelectronics.* În: Proceedings IRE, 49, februrie, 1961, p 420—426.

[18] Moissel, I., Simmens, J. și Casey, M. Integrated thin-film circuits. În: Transaction IRE, on component parts, CP—8, iun. 1961, p. 70—79.

[19] Lloyd, P. *Sputtered components in thin-filmcircuits.* În: Industrial electronics, 1 oct., 1962 p. 22—24.

[20] Meod, C. A. *The tunnel emission amplifier.* În: Proceedings IRE, 48, mart., 1960 p. 359—361.

[21] Weimer, P. K. *The TFT—a new thin-film-transistor.* În: Proceedings IRE, 50, iun., 1962, p. 1462—1469.

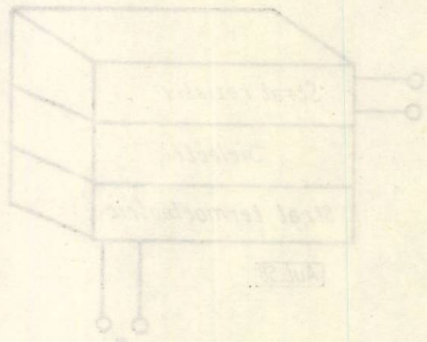
[22] Goult, N. T. *Solid state micrologic elements* (presented at 1961 IRE PGED meeting).

[23] Dill, H. G. *Inductive semiconductors elements and their application in bandpass amplifier.* În: Transactions IRE, Mil—5, iul., 1961, p. 239—250.

[24] Drăgănescu, M., Samachișă, Gh. și Bulucea, C. *On the operating conditions of the inductive transistor.* În: Revue de physique, Acad. R.P.R., nr. 1, 1963.

[25] Drăgănescu, M. *O propunere de tranzistor inductiv.* În: Telecomunicații, 6, nr. 4, 1962, p. 169—170.

[26] Drăgănescu, M. *The „indusistor" — a proposed inductive transistor.* În: Wireless world, iun., 1962, p. 286—287.



RECENZII

Principiile construirii sistemelor autoinstruibile. Kiev. Editura de stat pentru literatură tehnică a R. S. S. Ucraineană, 1962, 119 p.

Lucrarea de faţă este formată din mai multe studii privind sistemele autoinstruibile.

În primul studiu, *V. M. Gluşkov* şi colaboratorii prezintă algoritmul pe baza căruia o maşină poate să recunoască figurile geometrice. Această problemă în ultimul timp a fost abordată în literatură de numeroşi cercetători.

Valoarea acestui studiu este cu atît mai mare, cu cît algoritmul propus a fost experimentat cu ajutorul calculatorului digital universal Kiev, rezultatele fiind foarte încurajatoare.

Un alt studiu interesant din acelaşi lucrare este acela al lui *V. I. Varşarski* şi *T. N. Cemenova*, referitor la recunoaşterea automată a cifrelor. Autorii propun în acest scop o metodă originală.

Problemele programării dinamice sînt abordate în studiul lui *I. I. Finkelştein*.

A. A. Stognii tratează problema matematică a construirii calculatoarelor digitale logice. Se analizează structura dispozitivului de memorie operativă, atît din punctul de vedere al operaţiilor care se efectuează asupra informaţiilor, cît şi al operaţiilor elementare, ciclice şi de conducere.

Se analizează, de asemenea, unele probleme logice ale alcătuirii programului.

Tot *V. M. Gluşkov* şi colaboratorii analizează un dispozitiv universal pentru experimentarea algoritmilor, cu ajutorul căruia pot să fie recunoscute formele grafice. Se dau schema-bloc a instalaţiei, ca şi schemele de detaliu privind unele părţi ale acestei instalaţii.

A. I. Kuştenko abordează problema unei anumite clase de sisteme automate adaptabile.

Se studiază sistemele care caută un maxim sau un minim al funcţiei, sistemele a căror funcţionare corespunde rezolvării unei probleme variaţionale, sistemele care funcţionează pe baza criteriului invarianţei sistemului de condus.

Afară de o clasificare generală, autorul propune o serie de soluţii matematice pentru fiecare caz analizat.

A. G. Ivahnenko prezintă un studiu intitulat „Metodele inductive şi deductive ca bază a construirii a două tipuri fundamentale de sisteme instruibile".

După prezentarea unei clasificări generale a sistemelor cibernetice instruibile, autorul trece în revistă cîteva tipuri mai reprezentative, pentru fiecare tip în parte dînd şi schemele logice corespunzătoare.

P. I. Cinaev prezintă studiul „Autoinstruirea — unul dintre mijloacele de bază pentru realizarea sistemelor adaptive".

În acest studiu se prezintă scheme-bloc corespunzînd unor sisteme adaptive, care funcţionează pe criterii diferite (unele pe baza autocorelaţiei, altele pe baza unor criterii de invarianţă), şi se compară aceste sisteme.

În ultimul studiu din lucrare, *A. A. Liapunov* prezintă unele probleme privind instruirea automatelor.

Fără nici o îndoială că această lucrare interesează, prin marea varietate de probleme abordate, cercuri largi de cititori de la noi din ţară.

Studiile prezentate în această lucrare au fost comunicate de autori în cadrul unui simpozion privind sistemele autoinstruibile, care a avut loc la Kiev în anul 1961.

Lucrarea se adresează ciberneticienilor care au o pregătire matematică superioară.

E. N.

N. E. KOBRINKI SI B. A. TRAHTENBROT. **Introducere în teoria automatelor finite.** Moscova, Fizmatghiz, 1962, 404 p. 77 ref. bibl., 152 fig.

În ultimii ani, teoria automatelor finite a luat o extindere considerabilă, avîndu-se în vedere că numeroase sisteme automate şi, în special, calculatoarele electronice de tip digital intră în categoria sistemelor cu un număr finit de stări.

Actualmente se remarcă, pe plan mondial, un interes din ce în ce mai mare pentru prelucrarea informaţiei prin utilizarea diverselor sisteme automate cu funcţionare discretă. Astfel, chiar şi unele sisteme de telecomunicaţii fac parte din categoria sistemelor cu un număr finit de stări. În ultimul timp, problema automatelor finite — după cum se numesc prescurtat automatele cu un număr finit de stări — a format obiectul a numeroase studii; totuşi, pînă în prezent se resimţea lipsa unei lucrări care să trateze problema sistematic şi cît mai complet. Golul este umplut tocmai de această lucrare care îşi propune ca, afară de bazele teoretice, să prezinte şi unele aspecte practice ale unor sisteme cibernetice, care au un număr finit de stări.

Primul capitol al lucrării prezintă cititorului unele elemente de logică matematică. Se dau noţiuni privind algebra logicii, unele teoreme fundamentale, şi se abordează problema minimizării formulelor algebrei logice.

Capitolul al II-lea tratează despre operatori şi despre reţelele logice. Se introduc unele noţiuni fundamentale, cu privire la aceste probleme. Referitor la problema reţelelor logice se dau o serie de scheme-bloc de automate cu care se realizează operatori corespunzînd anumitor funcţii logice.

Problema operatorilor logici,care corespund unor elemente fizice uzuale, formează obiectul celui de-al III-lea capitol.

După cum este firesc, se începe prin prezentarea unor noţiuni elementare, privind proprietăţile de bază ale tuburilor electronice şi ale tranzistoarelor. Se arată cum, pe baza noţiunilor căpătate, se poate trece la realizarea unor circuite care să fie descrise prin anumite funcţii logice date. Tot în acelaşi capitol se studiază şi o serie de elemente care funcţionează în regim de comutaţie. O atenţie deosebită se acordă elementelor feromagnetice.

Problema următoare care este abordată este aceea a analizei automatelor, problemă care formează obiectul celui de-al IV-lea capitol. Problema este studiată din diverse puncte de vedere deosebit de instructive pentru cititori.

În capitolul următor — al V-lea — se studiază problema sintezei unor automate finite. Se introduce noţiunea de matrice de trecere, se studiază trecerea de la limbajul matricelor la cel al ecuaţiilor canonice şi invers, şi se abordează problema logicii predicatelor.

Capitolul următor este constituit dintr-o serie de exemple practice, privind sinteza automatelor. După o serie de consideraţii generale, se trece la reţelele logice cu o singură intrare, problemă căreia îi urmează, în mod firesc, sinteza reţelelor logice cu mai multe intrări.

Printre alte probleme atinse în acest capitol este şi aceea a sintezei logice a reţelei, care corespunde cunoscutului automat „şoarecele în labirint".

Cel de-al VII-lea capitol prezintă o serie de probleme în legătură cu aprecierea asimptotică a complexităţii reţelelor logice. În fond, se studiază, în general, problema sintezei optimale a automatelor care realizează un anumit operator logic.

Lucrarea este deosebit de interesantă, fiind concepută într-un spirit modern. Trebuie menţionat faptul că, afară de bibliografia care figurează la sfîrşitul cărţii, o serie de lucrări sînt citate chiar în text. Un fapt important care trebuie relevat constă în aprecierea deosebită a lucrărilor acad. Gr. C. Moisil, referitoare la mecanismele automate. Una dintre lucrările sale, privind aplicarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate, este citată în bibliografia generală a lucrării.

Lucrarea este deosebit de utilă studenţilor, aspiranţilor şi cercetătorilor ştiinţifici care se ocupă de cibernetică, ca şi inginerilor care se interesează de calculatoarele electronice şi, în general, tuturor persoanelor care urmăresc problema automatelor finite.

O. V. MAMONTOV. **Metodele cibernetice în teoria protecţiei prin relee electronice.** Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1962, 296 pag., 82 fig., 186 bibl.

Faptul că cibernetica actualmente pătrunde tot mai mult în producţie se reflectă şi în faptul că protecţia prin relee electronice poate fi abordată astăzi dintr-un punct de vedere cibernetic. Lucrarea de faţă este dedicată tocmai acestui subiect.

Ea este constituită din şase capitole, din care primul se intitulează „Protecţia prin relee ca dispozitiv de reglaj".

Acest capitol începe cu o prezentare generală a cibernetici, considerată ca ştiinţa sistemelor de reglaj. Se trece apoi la prezentarea unor noţiuni de bază ale teoriei informaţiei, după care se aminteşte în treacăt despre unele elemente ca teoria algoritmilor şi teoria jocurilor, pentru a se ajunge la protecţia prin relee, considerată ca problemă de reglaj.

În capitolul II se dau unele principii privind mărimile continue şi discrete, abordîndu-se apoi unele chestiuni privind teoria semnalului, atît continuu cît şi discret. Se prezintă unele elemente tipice, ca triode, tranzistoare şi ferite.

Se studiază caracteristici tipice de relee.

Tot în acest capitol se studiază trecerea semnalelor prin diverse elemente de circuit, unele cu acţiune continuă, iar altele cu acţiune discretă. Pentru o mai uşoară înţelegere a problemelor se introduc unele noţiuni elementare de algebră logică, arătîndu-se modalitatea de realizare a unor operatori elementari, cu ajutorul elementelor electronice.

Capitolul III se ocupă de algoritmii şi schemele funcţionale de prelucrare a informaţiei, utilizate în sistemele de protecţie, ca şi unele probleme privind realizarea concretă a schemelor. Amintim de prezentarea a diverse tipuri de comparatoare, de programul de determinare a fazei, de programul de comparare a două mărimi. În acelaşi capitol se studiază şi unele dispozitive de memorie.

Capitolul IV abordează studiul utilizării tranzistoarelor în schemele de protecţie. Se dă întîi schema echivalentă a tranzistorului, caracteristicile sale şi parametrii fundamentali. Se merge cu studiul în detaliu, arătîndu-se chiar schema de montaj cu care se poate ridica caracteristica unui tranzistor.

Deoarece în problemele de protecţie dispersia caracteristicilor trebuie să fie cît mai mică, iar cum pe de altă parte, actualmente, elementele semiconductoare se caracterizează prin parametri destul de diferiţi, un paragraf special, foarte interesant, se preocupă cu prelucrarea statistică a rezultatelor privind măsurarea parametrilor tranzistoarelor.

De altminteri, trebuie să menţionăm că problemele tranzistoarelor sînt dezvoltate destul de mult. Se abordează astfel şi chestiunea nestabilităţii termice, ca şi a montajelor de stabilizare.

Cel de-al cincilea capitol studiază tocmai problema siguranţei în funcţionare a dispozitivelor de protecţie. După cum este şi firesc, se introduc o serie întreagă de noţiuni de statistică matematică. Întregul capitol este foarte interesant. Menţionăm paragraful privind siguranţa în funcţionare a sistemelor formate din elemente, fiecare din ele caracterizat printr-o anumită probabilitate în funcţionare.

În ultima parte a cărţii — în capitolul VI — se prezintă scheme electronice de protecţie, realizate cu tranzistoare. Se dau atît scheme bloc, privind prelucrarea informaţiei, cît şi scheme de detaliu şi chiar fotografii ale unor instalaţii de acest gen, realizate în Uniunea Sovietică.

O menţiune specială trebuie făcută pentru bibliografia lucrării care este foarte dezvoltată, şi care conţine titlurile a numeroase lucrări foarte utile tuturor celor care doresc să-şi completeze cunoştinţele în problemele atît de moderne ale aplicaţiei ciberneticii în domeniul protecţiei prin relee, ca şi în alte domenii fundamentale ale ciberneticii.

Lucrarea este de un real folos specialiştilor, proiectanţilor şi tuturor inginerilor şi ciberneticienilor care se interesează atît de problemele generale ale protecţiei prin relee, cît şi de unele chestiuni particulare, cum ar fi, de exemplu, siguranţa în exploatare a sistemelor formate din mai multe elemente.

E. N.

PONTRIAGHIN, L. S., BOLTIANSKI, V. G., GAMKRELIDZE, R. V., MIŞCENKO, E. F. **Teoria matematică a proceselor optimale** (l. rusă). Moscova, Editura de stat pentru literatura fizico-matematică, 1961, 392 pag., 28 titluri bibliografice.

Monografia este o sinteză unitar prezentată a unor lucrări ale autorilor, apărute cu începere din 1956. Ca şi în acestea, firul conducător al monografiei îl reprezintă „principiul maximului" al lui Pontriaghin, devenit punct de plecare pentru numeroase lucrări în domeniul teoriei proceselor optimale, apărute în ultimii ani (Roznoer, Bulkovski ş. a.).

Datorită faptului că, alături de metoda preconizată de R. Bellman (v. Bellman, Dynamic Programming, Princeton, Univ. Press 1957), metodă de altfel mai puţin generală, „principiul maximului" este singura metodă practicabilă pentru o clasă largă de probleme variaţionale neclasice, cartea recenzată este la ora actuală unica lucrare de sinteză în domeniul delimitat de titlul pe care îl poartă.

În afară de formularea şi fundamentarea matematică de o admirabilă rigurozitate şi coeziune logică a „principiului maximului", prezentate în primele două capitole, şi de analiza principalelor probleme privitoare la sistemele liniare de rapiditate optimă (cap. 3), un interes deosebit pentru ingineri îl prezintă capitolul 4 de aplicaţii, expuse într-un stil accesibil şi celor fără o pregătire matematică specială.

În capitolul 6, autorii analizează procesele optimale în sisteme cu un caracter mai deosebit sub aspect matematic, dar — se poate afirma — cel mai frecvent în sistemele reale, pentru care coordonatele generalizate ale obiectului conducerii sînt mărginite.

Ultimul capitol tratează cazul cel mai simplu de sistem urmăritor, în care poziţia obiectului urmărit este dată în momentul iniţial, iar în continuare mişcarea ei este caracterizată statistic, în ipoteza că mişcarea este un proces de tip Marcov.

Lucrarea este un îndrumător preţios pentru cei ce vor să aprofundeze şi să dezvolte teoria proceselor optimale.

Pentru ingineri prezintă un deosebit interes capitolele 1, 3 şi 4.

I. S.

LEMBERG, M. D. **Pneumoautomatica** (l. rusă). Moscova, Editura energetică de stat, 1961, 112 p.

Alături de dispozitivele de automatizare electrice şi electronice dispozitivele pneumatice găsesc o utilizare din ce în ce mai largă în automatizarea şi telemecanizarea proceselor tehnologice. Dacă în domeniul mijloacelor de automatizare pneumatice şi combinarea lor în sisteme literatura este săracă şi mult rămasă în urma practicii lor de aplicaţie, în domeniul tehnicii pneumotelemecanicii ea este aproape total inexistentă. În aceste condiţii lucrarea lui M. D. Lemberg vine să umple — cel puţin în parte — criza acută de literatură.

După o prezentare a rolului pneumoautomaticii în tehnica reglării, legată de unele considerente de ordin general (tendinţe moderne în dezvoltarea automatizării, particularităţile dispozitivelor bazate pe diversele forme de energie auxiliară), autorul prezintă în primul capitol — o privire generală asupra dispozitivelor pneumoautomaticii, o clasificare originală a acestor dispozitive şi etapele de dezvoltare ale pneumoautomaticii.

Al doilea capitol este consacrat elementelor şi schemelor de reglare automată cu mijloace pneumatice. Capitolul cuprinde — într-o formă succintă clară — prezentarea principalelor dispozitive de reglare specializate, precum şi elementele sistemelor pneumatice unificate inclusiv ultimele tipuri (sistemul AUS şi sistemele mai noi KBTMA şi TLA de fabricaţie sovietică). Schemele de reglare cu mijloace pneumatice sînt prezentate sumar şi ca atare au o valoare minoră, nici cel puţin informativă.

Cea mai valoroasă parte a lucrării este cuprinsă în cel de-al treilea şi ultim capitol, în care se prezintă — prima dată în literatură — problemele şi mijloacele pneumotelemecanicii sub o formă sistematică şi unitară. Se prezintă funcţiile diverselor elemente ale pneumotelemecanicii (comutatoare, relee, elemente logice ş. a.) şi combinarea lor în scheme, sub o formă clară şi simplă, dar fără lezarea nivelului superior de expunere. Capitolul se încheie printr-o scurtă privire asupra stării actuale a pneumoautomaticii în Cehoslovacia şi ţările capitaliste.

I. S.

Culegere de articole de cibernetică (Kiberneticeskii sbornik), nr. 3, Moscova, 1961, 232 pag.

Cel de-al treilea volum al interesantei culegeri sovietice de articole de cibernetică care apar în publicaţiile străine cuprinde un material deosebit de interesant.

În numărul de faţă primul articol se referă la transmiterea impulsului în muşchii inimii şi se datoreşte cunoscuţilor savanţi Norbert Wiener şi A. Rosenblueth.

După cum se ştie, în cartea sa „Cibernetica", Wiener arată că ideea ciberneticii ca ştiinţă automată a apărut tocmai în urma colaborării cu savantul Rosenblueth.

Deşi articolul este mai vechi, fiind apărut în 1946, el îşi păstrează întreaga sa valoare ştiinţifică şi istorică.

În cea de-a doua parte a lucrării, dedicată problemelor matematice, se remarcă un studiu asupra logicilor cu o infinitate de valori, logici care constituie o extindere destul de firească a altor logici cunoscute bivalente.

A. Sardinas şi G. Patterson sînt autorii unui articol privind o condiţie necesară şi suficientă pentru descompunerea unică a mesajelor codate.

După cum se ştie, problema codurilor este mai de mult timp în atenţia specialiştilor, actualmente existînd diverse criterii de alegere a codurilor binare, cu ajutorul cărora se transmit informaţiile. Uneori criteriul este posibilitatea de autocorectare (dacă transmiterea se face în prezenţa perturbaţiilor), alteori minimizarea timpului de transmitere a mesajelor etc. Tocmai de aceasta problemele codurilor formează obiectul şi al unui alt articol din aceeaşi culegere, articol care tratează despre codarea cu ajutorul unor coduri binare de lungimi variabile.

În aceeaşi parte se află un scurt articol al lui G. N. Raney, privind funcţiile secvenţiale şi un studiu mai mare al unui colectiv, care se ocupă de problema realizării evenimentelor în reţelele logice.

Ambele articole menţionate au o legătură cu problema automatelor finite care, după cum se ştie, este o problemă de mare actualitate ştiinţifică.

Aceeaşi problemă formează şi obiectul unui studiu semnat de S. Ginsburg.

Cea de-a treia parte a lucrării este dedicată calculatoarelor electronice. Ea cuprinde descrierea unui calculator de fabricaţie mai veche, şi anume „Univac-Larc". Se insistă asupra părţilor logice de proiectare a calculatorului.

Ultima parte cuprinde descrierea unor realizări tehnice. Primul articol descrie o maşină cu care se poate juca jocul cu banul. Se face un studiu matematic al problemei, stabilindu-se o schemă logică pentru maşina respectivă.

Ultimul studiu al prezentei culegeri se referă la maşinile care „învaţă".

După cum se ştie, în ultimul timp aceste maşini care se autoinstruiesc sînt în centrul atenţiei specialiştilor, deoarece, plecîndu-se de la anumite modele simple, se realizează dispozitive din ce în ce mai complexe, capabile de a fi utilizate în optimizarea proceselor industriale.

Şi din sumarul acestui număr reiese clar marea varietate de preocupări ale celor care se ocupă de cibernetică. Se remarcă, de asemnea, faptul că utilizarea tehnicii noi în cibernetică, ca şi în celelalte domenii, necesită un instrument matematic din ce în ce mai rafinat.

E. N.

CRONICĂ

Simpozion asupra teoriei sistemelor cu relee şi a automatelor finite

Moscova, 24 septembrie — 2 octombrie

În cadrele Comitetului tehnic de teorie al IFAC-ului, în zilele de 24 septembrie — 2 octombrie a fost organizat la Moscova primul simpozion internaţional asupra teoriei sistemelor cu relee şi a automatelor finite. Acesta este primul simpozion amplu dedicat acestei teorii. Încă din 1957 atît în U.R.S.S. la Moscova cît şi în S. U. A., la Harvard, a avut loc cîte un simpozion dedicat teoriei circuitelor de comutaţie. De atunci, la Congresul IFAC din Moscova 1960, la Conferinţa UNESCO din Paris 1959, la Congresul IFIP din München 1962, la Congresul matematicienilor sovietici din Moscova 1962, teoria circuitelor de comutaţie a format obiectul unor secţii speciale. Iată pentru ce era necesar să se înceapă o activitate internaţională organizată în acest domeniu.

În cadrele IFAC-ului Comitetul de teorie are un subcomitet de teoria sistemelor cu relee şi a automatelor finite. Simpozionul de la Moscova este prima manifestare a acestui subcomitet.

Teoria sistemelor cu relee şi a automatelor finite a fost fundată în 1938 de V. I. Şestakov, în dizertaţia sa de candidat în ştiinţe fizice, susţinută la Universitatea din Moscova şi de Claude Shannon în teza sa de doctorat la Massachusets Institute of Technology. De atunci în U.R.S.S. şi în S.U.A această teorie s-a dezvoltat foarte mult. Recent s-a dezvoltat un capitol al ei : teoria automatelor finite abstracte.* Contribuţia oamenilor de ştiinţă sovietici în acest domeniu este deosebit de importantă. Iată de ce era natural ca primul simpozion în acest domeniu să aibă loc în U.R.S.S.

Ca şi la Congresul matematicienilor sovietici din Leningrad din vara anului 1961 s-a putut constata că matematicieni sovietici celebri acordă o atenţie specială acestor cercetări. Simpozionul s-a bucurat de colaborarea lui A. N. Kolmogorov, care la Congresul din Leningrad ţinuse o conferinţă asupra teoriei automatelor care a prezentat cercetările sale şi ale colaboratorilor săi întreprinse în ultimul an.

A. A. Markov, creatorul teoriei algoritmelor, V. M. Gluskov, vicepreşedintele Academiei Ucrainene de Ştiinţe, binecunoscut în ţara noastră, M. A. Aizerman, care a adus contribuţii de seamă în teoria automatelor continue şi se ocupă de cîţiva ani de teoria automatelor discrete, au participat activ la simpozion.

Chiar cei ce lucrează în acest domeniu au fost impresionaţi de amploarea pe care a căpătat-o acest domeniu nou al ştiinţei. Simpozionul s-a desfăşurat în secţii :

Secţia I : Teoria abstractă a automatelor.

Secţia II : Probleme stochastice privind automatele. Siguranţa de funcţionare. Coduri.

Secţia III : Metode pentru proiectarea circuitelor de comutaţie.

Secţia IV : Minimizarea funcţiilor booleene şi proiectarea circuitelor cu punţi.

Secţia V : Probleme de maşinizare.

Au avut loc trei şedinţe plenare. Prima a fost şedinţa de deschidere în care după cuvintele ocazionale ale acad. V. A. Trapeznikov, directorul Institutului de automatică şi telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S., al acad. B. N. Petrov, preşedintele Comitetului de teorie al IFAC, al acad. Gr. C. Moisil, preşedintele Subcomitetului de teoria sistemelor cu relee şi a automatelor finite, al lui A. N. Letov, fostul preşedinte al IFAC-ului, al acad. Işlinski din partea Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., al acad. L. Kalmar din R. P. Ungară şi al lui J. P. Roth din S. U. A. – M. A. Gavrilov a ţinut o interesantă conferinţă care apare în acest număr al revistei noastre.

O a doua şedinţă plenară s-a ţinut în ziua de 25 septembrie şi la ea au vorbit :

Gr. C. Moisil : Dezvoltarea în R. P. R. a teoriei circuitelor cu tranzistoare şi a circuitelor cu alte elemente electronice.

A. N. Kolmogorov şi *Iu. Ofman* : Asupra rezolvării problemelor prin automate constînd din elemente simple.

V. M. Gluskov : Problema sintezei automatelor digitale.

R. Peter : Un mod de liniarizare al grafurilor de expresii ale lui Kantorovici cu aplicaţii.

O a treia şedinţă plenară a fost şedinţa de închidere.

Şedinţa de închidere a fost prezidată de acad. B. N. Petrov şi de acad. Gr. C. Moisil. Au luat cuvîntul Gr. C. Moisil, care

* Pentru teoria automatelor finite abstracte, cititorul romîn este trimis la traducerea articolului lui Gluskov publicată în Analele Romîno-Sovietice, seria Matematică-Fizică, 1962 nr. 2.

a invitat pe participanţi la un simpozion asupra teoriei sistemelor cu relee şi a automatelor finite ce va avea loc în toamna 1963 la Bucureşti; A. M. Letov, în numele IFAC-ului, W. Semon (S. U. A), Vladimir Ivanovici Siforov, preşedintele Societăţii tehnico-ştiinţifice de radiotehnică şi electrocomunicaţii „Popov", acad. B. Petrov, M. A. Gavrilov, care a citit rezoluţia, Tarjan (R. P. Ungaria) şi J. Mc. Cluskey (S.U.A). S-au subliniat meritele deosebite ale organizatorilor.

Din R. P. R. au participat mai mulţi cercetători; mulţi dintre ei au făcut comunicări şi anume:

Gr. C. Moisil: Dezvoltarea în R. P. R. a teoriei circuitelor cu tranzistoare şi cu alte elemente electronice. După o scurtă trecere în revistă a lucrărilor Marianei Nedelcu Coroi şi ale lui Paul Constantinescu, V. Cleja, Ion D. Ion, L. P. Hammer, Gr. C. Moisil, autorul expune cercetările sale recente asupra formulei de structură, a problemei sintezei şi a problemei simplificării circuitelor cu tranzistoare şi cu tuburi electronice.

V. Cleja: Scheme şi elemente cu siguranţă la defectare. Autorul dă o metodă de a face sinteza unei scheme cu funcţionare într-un timp care să funcţioneze corect la defectarea unuia sau mai multor elemente.

Gh. Ioanin: Asupra minimului de stări ale schemelor în mai mulţi timpi. Autorul arată cum se pot utiliza unele rezultate ale lui Mc Cluskey; se extinde şi se generalizează metoda lui Huffman.

Mariana Nedelcu Coroi: Asupra funcţionării reale a circuitelor cu elemente electronice. Autoarea arată că în circuite cu tuburi electronice apariţia fenomenelor de „hazard" poate fi evitată utilizînd o metodă algebrică.

C. P Popovici: Utilizarea grafurilor pentru obţinerea schemelor cu un număr minim de relee. Autorul studiază pentru fiecare automat finit un graf ce are ca vîrfuri stările interne şi ca segmente cele ce unesc două stări diferite. Simplificarea automatelor corespunde contopirii nodurilor. Autorul studiază această contopire.

Sergiu Rudeanu: Asupra rezolvării ecuaţiilor booleene. Autorul compară metoda sa cu alte metode (în special cea a lui Löwenheim) pentru rezolvarea ecuaţiilor booleene.

De asemenea din ţara noastră au mai participat la lucrările simpozionului: A. Deleanu, E. Domonkoş, Mircea Dumitrescu, P. Ivănescu, Sasu, Al. Solian, E. Weisman.

Deşi n-au putut lua parte la simpozion şi-au trimis lucrările lor:

Valentin Constantinescu: O metodă tip de simplificare a schemelor cu elemente de comutaţie statică. Autorul arată cum se aplică metoda lui Quine pentru simplificarea schemelor cu elemente „NICI".

Leon Livovski: Utilizarea grafurilor în problemele de sinteză ale automatelor finite. Autorul defineşte grupul caracteristic al unui automat finit, graf care are nodurile în $K \times X \times W$ şi ca segmente cele ce unesc stări consecutive (K — mulţimea comenzilor, X — mulţimea stărilor interne, W — mulţimea execuţiilor).

Ştefan Pană: Studii asupra topologiei dipolilor. Autorul face un studiu sistematic al dipolilor în cadrele teoriei grafurilor.

În ziua de vineri 28 septembrie a avut loc o şedinţă a Subcomitetului de teorie a sistemelor cu relee şi a automatelor finite; în şedinţă s a discutat:

1. Rezoluţia simpozionului, prezentată de M. A. Gavrilov.
2. Propunerea ca viitorul simpozion să aibă loc la Bucureşti în toamna 1963 cu tema: Funcţionarea reală a circuitelor de comutaţie: dificultăţi datorite nesimultaneităţii şi necontinuităţii funcţionării releelor.

Rezoluţia simpozionului de la Moscova

De 25 de ani, de cînd a apărut teoria sistemelor cu contacte şi a automatelor finite, ea a devenit una dintre cele mai importante şi fundamentale ramuri ale teoriei controlului automat, folosită în prezent la rezolvarea unor importante probleme teoretice şi practice ale construirii calculatoarelor digitale complexe, ale maşinilor electronice de conducere şi supraveghere, ale sistemelor complexe de reglare, ale dispozitivelor cibernetice, ale sistemelor telemecanice ale sistemelor automate de telecomunicaţie etc.

Delegaţii la simpozionul despre teoria sistemelor cu contacte şi a automatelor finite mulţumesc Comitetului tehnic pentru teorie al IFAC şi Comitetului naţional sovietic pentru automatizare, pentru iniţiativa lor de a convoca acest simpozion, cît şi Comitetului IFAC, pentru sprijinul acordat acestei iniţiative.

Cei peste 650 de delegaţi şi oaspeţi care au venit la acest simpozion din 16 ţări şi cele 80 de rapoarte ţinute în cele cinci secţii ale simpozionului dovedesc faptul că această iniţiativă s-a bucurat de un larg răsunet printre specialiştii care lucrează în domeniul tehnologiei releelor şi al sistemelor cu comutare, ingineri şi matematicieni.

Rapoartele prezentate la simpozion şi discuţiile pe marginea lor au arătat că în domeniul teoriei sistemelor de comutaţie s-au obţinut bune rezultate şi s-a rezolvat un număr de probleme importante. Cu toate acestea, există încă multe probleme de rezolvat. Printre acestea sînt:

a) să se facă cercetări generale în domeniul sistemelor de comutaţie, referitor la funcţiunile pe care le pot îndeplini, şi să se determine numărul de elemente şi timpul necesar;

b) să se elaboreze un limbaj formal convenabil pentru a înregistra funcţionarea sistemelor de comutaţie care să facă posibilă introducerea minimizării, în etapele iniţiale ale sintezei, şi astfel să se reducă extinderea etapelor următoare;

c) să se rezolve problema codificării stărilor, ţinînd seamă de stările elementelor de comutaţie şi de simplitatea structurilor;

d) să se elaboreze metode de clasificare a structurilor şi a sistemelor de comutaţie, metode de minimizare a fiecăreia dintre clasele lor, cît şi metode generale de minimizare care folosesc încercări restrînse. Problema cea mai urgentă este aceea de a elabora metode de minimizare a formulelor cu paranteze;

e) să se facă cercetări asupra problemelor siguranţei sistemelor de comutaţie prin rezolvarea problemelor generale ale teoriei automatelor probabilistice, metodelor de calcul al siguranţei şi redondanţei structurale, în etapa de sinteză;

f) să se automatizeze procesele de sinteză, atît cu calculatoare universale, cît şi cu calculatoare specializate;

g) să se elaboreze o terminologie ştiinţifică în domeniul teoriei sistemelor de comutaţie şi a automatelor finite.

Participanţii la simpozion acordă o importanţă deosebită dezvoltării metodelor inginereşti de sinteză, care trebuie puse la îndemîna unui grup mare de specialişti din domeniul tehnicii releelor şi trebuie să contribuie la aplicarea lor pe o scară cît mai largă în scopuri practice inginereşti.

Avînd ca scop dezvoltarea în viitor a teoriei sistemelor de comutaţie, simpozionul consideră că este necesară introducerea ei în cursurile teoretice de automatică din institutele tehnice superioare de învăţămînt. Subiecte ca teoria proiectării calculatoarelor digitale şi echipamentul de supraveghere în sistemele telemecanice, la centralele telefonice automate etc., pot fi bazate în mare măsură pe teoria sistemelor de comutaţie şi a automatelor finite.

Probleme complexe teoretice şi tehnice în domeniul teoriei sistemelor de comutaţie şi a automatelor finite necesită contacte mai strînse între oamenii de ştiinţă.

Simpozionul a dovedit cît sînt de fructuoase discuţiile asupra acestui subiect dacă sînt reprezentate.

Simpozionul cere o mai largă colaborare între oamenii de ştiinţă prin schimb de publicaţii, organizare de discuţii comune asupra muncii efectuate etc., şi face apel la Comitetul pentru teorie IFAC să organizeze simpozioane periodice asupra teoriei sistemelor de comutaţie şi a automatelor finite, cel puţin o dată la doi sau trei ani.

Simpozionul consideră necesară publicarea lucrărilor sale în limbile rusă şi engleză.

Dezvoltarea teoriei sistemelor de comutaţie şi a automatelor finite ajută la rezolvarea unor sarcini complicate şi de perspectivă ale automatizării proceselor tehnologice şi ale altor procese, şi pentru a accelera progresul omenirii spre utilizarea maximă a resurselor naturale, eliberînd omul de munci grele.

Simpozionul face apel la toţi oamenii de ştiinţă din toate ţările să nu cruţe nici un efort pentru a atinge acest scop nobil.

Grigore Moisil

Sesiunea de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii 8—9 noiembrie 1962

Această sesiune este a 6-a pe care a organizat-o Comisia de automatizare a Academiei R.P.R. începînd cu anul 1957. Principalele comunicări prezentate la aceste sesiuni s-au publicat sub titlul „Probleme de automatizare" de către Editura Academiei R.P.R. — al 4-lea volum din această serie urmînd să apară în scurt timp. Au început pregătirile pentru o sesiune cu aceeaşi tematică, care va avea loc în toamna anului 1963. De asemenea, unele dintre comunicările prezentate la sesiunea din 1962 vor fi publicate în cursul acestui an în „Probleme de automatizare" volumul 5.

În primele sesiuni, comunicările ştiinţifice s-au referit mai ales la cercetările originale din ţara noastră în ce priveşte teoria mecanismelor automate, cercetări care s-au făcut în special de colectivul condus de acad. Gr. Moisil, teoria sistemelor liniare, teoria sistemelor neliniare, aceste din urmă prezentate în special de ing. V. M. Popov, teoria maşinilor electronice de calcul, prezentată de ing. V. Toma şi colectivul său pentru maşinile numerice, şi de Schächter şi colectivul său pentru calculatoarele analogice.

Pe măsura dezvoltării preocupărilor teoretice şi realizărilor practice de automatică din ţara noastră, comunicările ştiinţifice au abordat domenii noi, aşa încît la ultima sesiune comunicările ştiinţifice s-au referit, afară de domeniile citate mai sus, la numeroase alte probleme, ca studii asupra sistemelor de telemecanică, sisteme autoadaptive, teoria programării liniare, lingvistică matematică, economie matematică etc.

Semnalăm în aceeaşi direcţie comunicările prezentate la sesiunea din 1962 cu caracter ştiinţific în domeniul economic, în care a fost prezentată metodica de calcul pentru stabilirea rentabilităţii investiţiilor în automatică.

Afară de comunicările avînd caracter ştiinţific, la sesiunea din 1962 s-au prezentat aplicaţiile automaticii în industrie în ţara noastră, în realizarea unor instalaţii de ansamblu, în elaborarea şi fabricarea de elemente componente, în aplicarea calculatoarelor electronice numerice sau analoge în diferite probleme de calcul, precum şi studii de ansamblu privind aplicarea metodelor economiei matematice în problemele specifice de la noi din ţară. La finele acestei dări de seamă s-au arătat, în ordinea prezentării publice, titlurile tuturor comunicărilor expuse la această sesiune.

În ce priveşte numărul comunicărilor, deşi selecţionarea lor s-a făcut pe baza unor criterii care au devenit de la an la an mai severe în sensul unor cerinţe mai accentuate de originalitate, se poate observa de asemenea un progres. Mai jos se face o comparaţie din acest punct de vedere între sesiunea din 1961 şi aceea din 1962:

comunicări	*1962*	*1961*
— cu caracter ştiinţific	21	29
— cu caracter principal tehnic	32	28
— cu specific economic	5	0

Poate că este încă mai semnificativ pentru dezvoltarea preocupărilor de automatică din ţara noastră creşterea numărului de organizaţii, institute de cercetare, de proiectare, de învăţămînt, în care activează cei care au făcut aceste comunicări. Cercetătorii care au făcut comunicări la sesiunea din 1962 activează în 20 de astfel de organizaţii indicate mai jos: Institutul de matematică al Academiei R.P.R.; Institutul de fizică atomică; Institutul de energetică; Institutul de calcul Cluj al Academiei R.P.R.; Institutul politehnic — Bucureşti; Institutul politehnic — Timişoara; Institutul de petrol, gaze şi geologie; Institutul de cercetări electrotehnice (ICET); Institutul de proiectări de aparatură electronică şi instalaţii de automatizare (I.P.A.E.I.A.); Institutul de cercetări alimentare; Academia militară; Institutul de proiectări al industriei petroliere (I.P.I.P.); Institutul de cercetări forestiere; Facultatea de matematică şi fizică — Bucureşti; Institutul de proiectări metalurgice (IPROMET); Institutul de proiectări laminoare (IPL); Institutul de studii şi proiectări energetice (I.S.P.E.); Institutul de metrologie; Institutul de cercetări economice al Academiei R.P.R.

Trebuie, de asemenea, remarcată evoluţia comunicărilor cu caracter tehnic. În primele sesiuni au predominat comunicările cu caracter de sinteză sau expuneri asupra tendinţelor din realizările — automatizări industriale sau elemente componente — din alte ţări. Asemenea expuneri de sinteză s-au redus considerabil la ultima sesiune. Este îmbucurător faptul că acum putem expune automatizările şi elementele componente elaborate de cercetătorii şi inginerii din ţara noastră şi că performanţele acestora se situează la nivelul realizărilor din alte ţări.

Este de aşteptat desigur ca sesiunea din 1963 să reprezinte un pas înainte în toate aceste direcţii.

Participarea invitaţilor străini la aceste manifestări a fost destul de activă. La ultima sesiune au participat delegaţi din aproape toate ţările lagărului socialist, precum şi din celelalte ţări. Menţionăm, printre alţii, pe *Li-Cek-Kiun*, director adjunct al Institutului de automatică şi mecanizare din Phenian — Coreea, şi *M. Namy*, preşedintele Asociaţiei franceze pentru reglare şi automatică. În darea de seamă pe care o publică revista franceză „Automatisme" din decembrie 1962 asupra acestei sesiuni şi a prezenţei d-lui *Namy* la sesiune se scriu următoarele:

„Această manifestare permite să se spună că se vor putea stabili şi dezvolta relaţii mai strînse între savanţii şi tehnicienii francezi şi romîni în cadrul relaţiilor culturale dintre cele două ţări".

În cele ce urmează se prezintă o dare de seamă succintă a unora dintre comunicările ţinute. Din considerente legate şi de specificul revistei „Automatica şi electronica", această dare de seamă se va referi în special la comunicările avînd un caracter predominant tehnic. S-au ales în special acele comunicări care reflectă preocupări care nu au mai apărut în alte ocazii. Numeroase alte comunicări valoroase erau egal îndreptăţite la semnalarea lor, însă spaţiul rezervat acestei dări de seamă nu a permis aceasta. Am lăsat la o parte cercetările cu caracter teoretic ale colectivului acad. *Gr. Moisil*, care vor fi expuse în revistă într-un număr viitor.

Domeniul calculatoarelor electronice a făcut obiectul a numeroase comunicări, dintre care menţionăm: „Maşina electronică de calcul CIFA 101", autor *A. Segal*, şeful colectivului care a elaborat-o în cadrul IFA. Această maşină, ultima din seria de maşini de calcul elaborate în R.P.R., este de tip serie cu memorie pe cilindru magnetic şi instrucţiuni cu o singură adresă. Dispozitivul de memorizare foloseşte un cilindru magnetic cu ax vertical construit în atelierele IFA. Capacitatea dispozitivului este de 4 096 adrese a 32 poziţii binare, timpul mediu de acces fiind de 10 ms. Timpul necesar pentru efectuarea operaţiilor de înmulţire şi împărţire este de 10 ms. Introducerea informaţiilor în maşină poate fi făcută fie manual, fie prin intermediul unui cititor de bandă perforată. Această maşină a efectuat calcule de probă începînd cu luna iulie 1962 şi, după informaţiile care ne-au parvenit ulterior ţinerii sesiunii de comunicări, rezultă că performanţele anunţate de autor în această comunicare au fost obţinute în calculele diverse efectuate.

Comunicări legate de realizarea acestei maşini au mai prezentat şi *E. Ciobanu*, precum şi A. Segal împreună cu E. Ciobanu.

În domeniul calculatoarelor analogice trebuie menţionată elaborarea, la Institutul de energetică, a calculatorului MECAN 2 descris în comunicarea „Calculatorul analogic neliniar MECAN 2", avînd ca autori pe ing. *V. M. Popov*, *N. N. Tătaru* şi *T. M. Băjenescu*. Calculatorul dispune de 96 amplificatoare operaţionale, 24 elemente neliniare universale şi 24 elemente de înmulţire. Calculatorul a fost construit de uzina Electronica.

Interconexiunea marilor sisteme energetice impune introducerea controlului automat al puterilor schimbate între sisteme şi, totodată, reglajul automat al frecvenţei. Cu această

problemă, deosebit de actuală, se ocupă comunicarea „Studiul optimizării reglajului automat al frecvenţei şi puterilor în sistemele energetice cu ajutorul unui calculator analogic", avînd autori pe *F. Manea, S. Ionescu* şi *P. Nicolae* de la Institutul de energetică al Academiei.

Problemele de telemecanică au luat o dezvoltare deosebită în ţara noastră, numeroase colective în institutele de cercetări şi proiectări ocupîndu-se de introducerea acestei tehnici în industria R.P.R. Expuneri de ansamblu asupra reglărilor de aparatură telemecanică s-au făcut cu prilejul sesiunilor trecute.

Din comunicările recentei sesiuni în acest domeniu reţinem comunicarea cu aspecte teoretice „Asupra sintezei unei scheme de telecomandă" de *V. Cleja* şi *P. Constantinescu*, în care autorii îşi propun să facă sinteza unei scheme care să permită telemecanica printr-un canal de transmisie a N obiecte, limitîndu-se numai la problema codificării şi decodificării. Comunicarea se termină prin consideraţii asupra creşterii costului investiţiilor pe obiect telecomandat cu numărul N de obiecte. Date fiind discuţiile care au loc în legătură cu acest aspect în diferite organizaţii din ţară, o prezentare mai amplă a punctului de vedere al autorilor în legătură cu acest aspect economic ar fi fost desigur folositoare.

Comunicări privind realizări de aparatură de telemecanică au prezentat colectivul *M. Duma* şi colectivul *V. Tudoroiu*, ambele de la ICET.

Teoria sistemelor liniare face obiectul comunicării „Determinarea regimurilor tranzitorii în sistemele automate cu ajutorul unei noi metode de integrare a ecuaţiilor dinamice" de *C. Belea*. Se prezintă în comunicare o metodă de integrare a ecuaţiilor sistemelor automate cu ajutorul unei serii convergente. Spre deosebire de alte metode, aceasta nu necesită elaborarea unui material ajutător, cum sînt caracteristicile de frecvenţă.

Dificultăţile care apar din cauza definiţiei empirice a parametrilor care caracterizează din practică răspunsul tranzitoriu al sistemelor automate sînt examinate în comunicarea „Contribuţii la caracterizarea comportării dinamice a sistemelor automate şi de măsură" de *A. Avramescu*. Autorul propune pentru această comunicare o noţiune nouă, constanta de timp arială, şi expune avantajele şi dezavantajele întrebuinţării acestei noţiuni.

În ţara noastră, la ICET, s-a realizat un dispozitiv de comandă-program cu înregistrare magnetică, aplicată la un strung S6. Studiul regimului tranzitoriu al acestei acţionări formează obiectul comunicării lui *Teodor Ştefan* „Studiul regimului tranzitoriu al servomecanismelor care utilizează motor de curent continuu — redresor cu tiratroane comandat". În comunicare se dau metodele pentru alegerea optimă a elementelor unui asemenea sistem.

Colectivul *G. Weinrich* lucrînd în cadrul IPAEIA a prezentat o comunicare „Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu, comandate prin tiristoare", în care se expune o metodă de stabilire a parametrilor regulatoarelor, bazate pe criteriile de optimizare ale lui Kessler. Important este faptul că această metodă a fost verificată experimental, întrebuinţîndu-se regulatoarele UNIDIN construite în ţară de fabrica Electromagnetica.

Un domeniu mai puţin abordat în trecut de cercetătorii noştri este acela al proceselor stochastice în sistemele de reglare automată. În ultimul timp de astfel de probleme se ocupă *R. Cristescu* şi unele dintre rezultatele cercetărilor întreprinse sînt expuse în comunicarea „Procese stochastice generalizate în sistemele liniare". Precizia unui sistem de reglare este influenţată de prezenţa perturbaţiilor reprezentate de anumite funcţii aleatorii. Utilizînd funcţii aleatorii generalizate, autorul stabileşte legătura dintre covariantele semnalelor de intrare şi ieşire din sistem, cînd semnalele sînt procese stochastice generalizate.

Problemele legate de sistemele neliniare au făcut obiectul mai multor comunicări. Afară de comunicarea ing. *V. M. Popov* „Hiperstabilitatea sistemelor automate cu mai multe elemente neliniare", care continuă să dezvolte preocupări mai vechi ale autorului, menţionăm lucrarea „Dezvoltarea metodei de frecvenţă pentru studiul sistemelor de reglare automată neliniare" de *Gh. Ardelean*, în care se aplică metoda grafoanalitică pentru studierea sistemelor de reglare automată care conţin un singur element neliniar simetric sau nesimetric fără inerţie. Această contribuţie se situează pe linia cercetărilor făcute de savanţii sovietici N. M. Krîlov, N. N. Bogoliubov şi L. C. Goldfarb.

În domeniul schemelor logice cu elemente statice, care sînt întrebuinţate actualmente în diferite realizări de aparatură, s-au prezentat numeroase comunicări cu caracter ştiinţific şi tehnic. Menţionăm, astfel, comunicarea „Contribuţii la sinteza schemelor logice cu elemente de comutaţie statică" de *N. Costake* şi *I. S. Lazăr*, care s-au aplicat la IPAEIA în elaborarea schemelor de automatizare a liniilor de transfer, comanda-program a maşinilor numerice, optimizatoare numerice.

Ca urmare la o comunicare prezentată în anul 1961 „Principii de construcţie a optimizatoarelor industriale", colectivul *N. Costake* prezintă descrierea unui optimizator industrial cu două mărimi de comandă, realizat de IPAEIA şi destinat automatizării unei coloane de rafinare la rafinăria Edeleanu-Ploieşti. Din informaţiile obţinute după sesiune rezultă că aparatul este în curs de instalare, aşa încît este probabil ca în sesiunea din anul 1963 să se prezinte rezultatele obţinute. De aceeaşi problemă sînt legate şi două comunicări prezentate de *A. Iacob* de la IPAEIA.

Prin planul de stat s-a trasat Institutului de cercetări alimentare sarcina determinării duratei optime a campaniei de fabricare a zahărului în condiţiile specifice din R.P.R. Această problemă face obiectul comunicării de economie matematică „Stimularea campaniilor de recoltare a sfeclei şi de extragere a zahărului cu ajutorul unui calculator electronic", avînd ca autor colectivul *E. Trattner*. S-a studiat detaliat modelul matematic în cazul unui raion de cultură a sfeclei, extinzîndu-se apoi la cazul cînd se iau în considerare mai multe raioane. Se estimează că efectele economice obţinute prin efectuarea calculelor pe baza acestor modele vor fi foarte importante.

Comunicarea „O metodă de rezolvare a problemei transporturilor" de *G. Meiltz* şi *I. Zamfirescu* expune o metodă originală care permite reducerea considerabilă a timpului de calcul. Timpul de executare a unui pas este aproximativ de 5—6 ori mai mic decît metoda rentei diferenţiale. Cu această metodă s-a rezolvat în ţară planul optim de transport al lemnelor în care matricea coeficienţilor are dimensiunile 40×48. Soluţionarea problemei a durat aproximativ 14 ore.

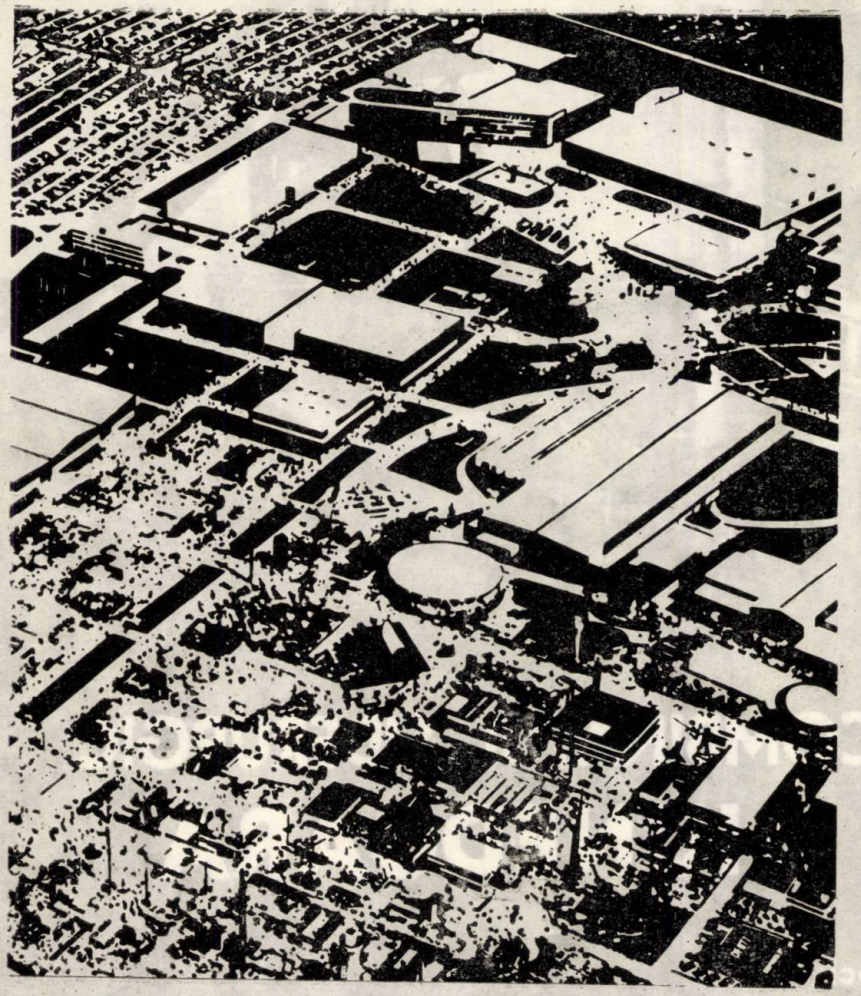
O dată cu dezvoltarea industriei noastre a apărut necesitatea elaborării unor electrofiltre capabile să separe şi să reţină particule solide conţinute în suspensie, în praf sau în fum. Eficienţa de filtrare creşte cu tensiunea electrică dintre electrozi şi este maximă pentru tensiuni apropiate de tensiunea de străpungere. Un asemenea electrofiltru în care se menţine automat, după o schemă originală, tensiunea maximă este descris în comunicarea „Dispozitiv de automatizare pentru electrofiltre" de *D. Finţescu* şi *R. Zăroni* de la ICET. Pe baza rezultatelor experimentale favorabile obţinute s-a trecut la asimilarea industrială a acestor dispozitive.

O caracteristică a actualei sesiuni o prezintă şi comunicările cu caracter economic care au suscitat un interes deosebit. Aceste comunicări au fost: „Cu privire la metodologia de determinare a eficacităţii economice a automatizării — stabilirea termenelor normative de recuperare a investiţiilor" de *I. Desmireanu*; „Determinarea nivelului de mecanizare şi automatizare în industrie" de *V. Pascu* şi *Gh. Răboacă*; „Folosirea unor indici tehnico-economici ai maşinilor şi utilajelor la stabilirea nivelului de mecanizare şi automatizare" de *A. Iancu*; „Probleme ale finanţării mecanizării şi automatizării" de *A. Horia* şi *N. Mihuţiu*; „Cu privire la definirea noţiunii de automatizare" de *D. Paulescu*, şi au dat naştere la discuţii deosebit de vii. În special, comunicarea lui I. Desmireanu, care se ocupă de stabilirea termenelor normative de recuperare a investiţiilor în automatizări, a fost urmărită şi de numeroşi delegaţi străini prezenţi la sesiune.

Organizarea de sesiuni de comunicări în domeniul automaticii are acum o oarecare tradiţie şi s-a încetăţenit cu bune rezultate în ţara noastră.

I. Papadache

OSZTÁLYOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI 1883



HANNOVER MESSE

1963

28 aprilie – 7 mai

20 PAVILIOANE SPECIALIZATE ÎNTR-UN MARE TÎRG DE MOSTRE

Astfel denumește ziarul „Göteborg's Handelsoch Sjöfarts-Tidning" tîrgul de mostre de la Hanovra, iar ziarul „Frankfurter Allgemeine Zeitung" afirmă că este un tîrg internațional complet. Exponatele prezentate la acest mare tîrg sînt reprezentative atît sub aspectul varietății sortimentelor expuse, cît și din punct de vedere teritorial.

Printre cei 4 400 expozanți germani și 1 100 expozanți din alte 25 țări industriale ale Europei și Americii de Nord, se află firme de mare prestanță. Ele sînt larg reprezentate la tîrgul de la Hanovra prin intermediul organizațiilor lor comerciale, ca și întreprinderile mijlocii de altfel (care reprezintă ponderea cea mai mare a expozanților) și întreprinderile mici cu un grad avansat de specializare a producției.

Timp de 10 zile, 40 000 tehnicieni și reprezentanți comerciali stau la dispoziția celor interesați pentru prezentarea instalațiilor, agregatelor și bunurilor de consum expuse în standuri și pe terenurile expoziției.

Această expoziție prilejuiește întîlniri cu reprezentanții autorizați ai firmelor expozante, ale căror rezultate se fac cunoscute atît la Tîrgul de mostre din Hanovra cît și după închiderea lui.

FOR ADVERTISEMENTS IN RUMANIAN PERIODICALS APPLY TO

PUBLICOM

Modern, efficient advertising in full progress of on the Rumanian market economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22 — TEL.: 14.75.35

WERBEN SIE IN DER RUMÄNISCHEN FACHPRESSE DURCH

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

BUKAREST, RUMANIEN — B-DUL N. BĂLCESCU 22 — FERNRUF: 14.75.35

FAITES VOTRE PUBLICITÉ DANS LA PRESSE ROUMAINE DE SPÉCIALITÉ EN VOUS ADRESSANT À

PUBLICOM

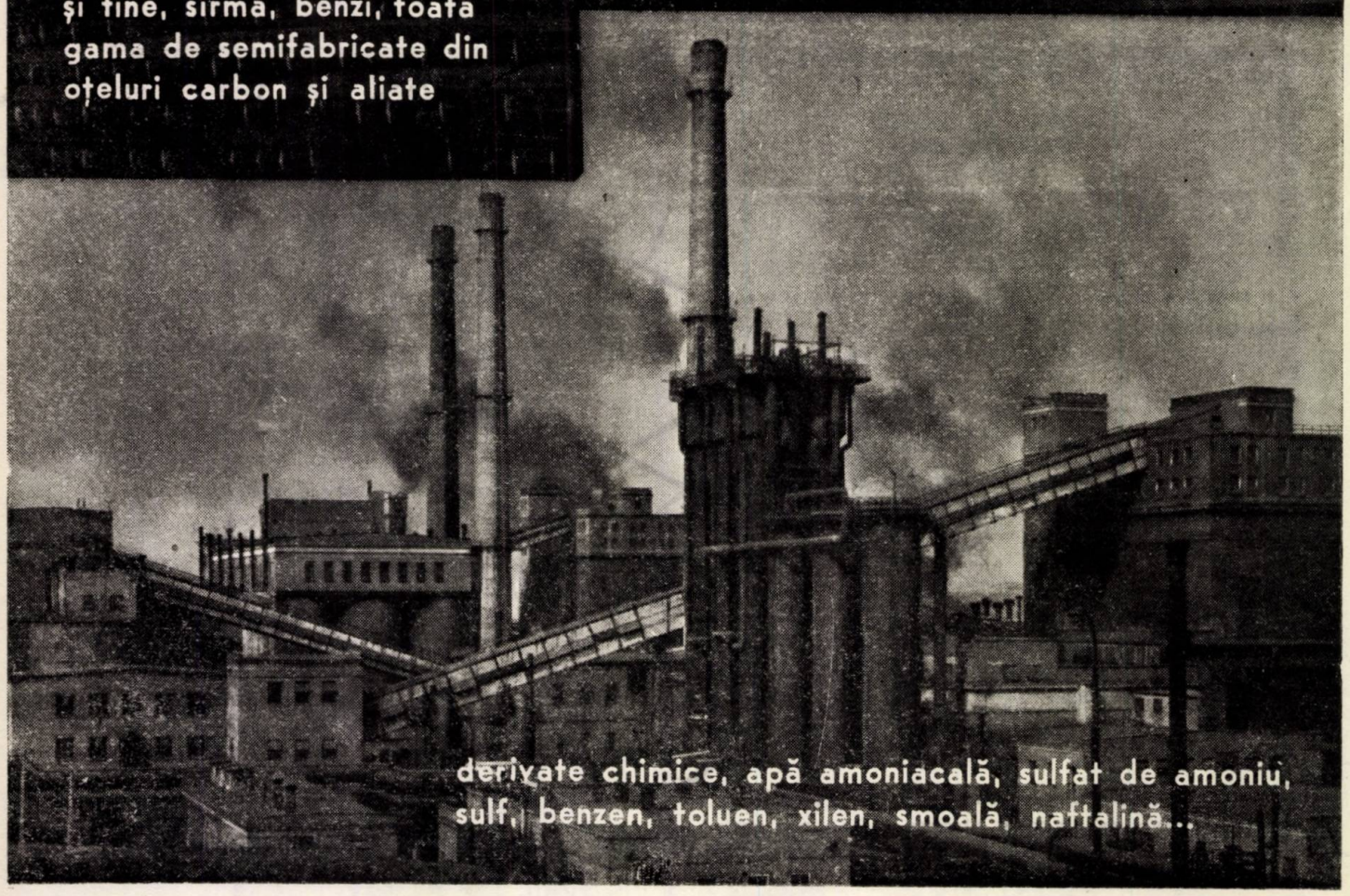
Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITE

BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCO No. 22 — TEL. 14.75.35

COMBINATUL SIDERURGIC HUNEDOARA

PRODUCE ŞI LIVREAZĂ:
profile laminate grele, mijlocii şi fine, sîrmă, benzi, toată gama de semifabricate din oţeluri carbon şi aliate



derivate chimice, apă amoniacală, sulfat de amoniu, sulf, benzen, toluen, xilen, smoală, naftalină...

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3-523.2 : 621.318.523 : 512.9

GAVRILOV, M. A. :

Современное состояние теории релейных устройств и конечных автоматов.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), № 1, стр. 1—12

Освещается современное положение теории конечных автоматов и релейных систем. Подробно рассматриваются многосторонние аспекты и направление развития в этой области.

ДК 621-523.2 : 621.318.24 : 512.831

DAMSKER, D. :

Синтез запоминающих элементов в последовательных системах с помощью логических карт.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), № 1, стр. 12—18

В статье списывается метод оптимального выбора запоминающих элементов с помощью логических карт.

ДК 621-52 : 517.9 : 531.3

BELEA, C. :

Интегрирование динамических уравнений и определение временных характеристик автоматических систем.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 1, стр. 18— 23

Описывается оригинальный метод динамических уравнений линейных автоматических систем.

ДК 621.316.718.5-523.2 : 621.313.2 : 621.132.22

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., ANASTASIU, S., CONSTANTINESCU, M. CHIVĂRAN, ST. :

Автоматическая регулировка скорости двигателей постоянного тока. управляемых тиристорами.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 1, стр. 24— 31

Описывается метод автоматической регулировки скорости управляемых тиристорами двигателей постоянного тока с помощью транзисторов, а также оптимизация регулятора скорости, и тока по симметрическому критерию Кесслера.

ДК 621.396.62.002.2

DRĂGĂNESCU, M. :

О вопросах микроэлектроники.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 1, стр. 31—40

В статье рассматривается ряд основных вопросов микроминиатюризации электронной аппаратуры.

РЕЦЕНЗИИ ● ХРОНИКА

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3-523.2 : 621.318.523 : 512.8

GAVRILOV, M. A. :

Der gegenwärtige Stand der Theorie der Relaissysteme und der Vollautomaten.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), H. 1, S. 1—12

Der Verfasser legt den gegenwärtigen Stand der Theorie der Vollautomaten und der Rel issysteme dar. Alle Aspekte und Entwicklungslinien in diesem Bereich werden eingehend behandelt.

DK 621-523.2 : 621.318.24 : 512.831

DAMSKER, D. :

Die Synthese der Speicherelemente in den Sequenzsystemen mit Hilfe der logischen Karten.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), H. 1, S. 12—18

Im Aufsatz wird ein Verfahren zur optimalen Auswahl der Speicherelemente mit Hilfe logischer Karten dargelegt.

DK 621-52 : 517.9 : 531.3

BELEA, C. :

Die Integrierung der dynamischen Gleichungen und die Bestimmung der Zeitkenndaten automatischer Systeme.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), H. 1, S. 18—23

Es wird ein neuartiges Integrierungsverfahren der dynamischen Gleichungen linearer automatischer Systeme beschrieben.

DK 621.316.718.5-523.2 : 621.313.2 : 621.382.132.22

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., ANASTASIU, S., CONSTANTINESCU, M. und CHIVĂRAN, ST. :

Selbsttätige Geschwindigkeitsregelung von Gleichstrommotoren mit Steuerung durch Thyristoren.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), H. 1, S. 24—31

Der Aufsatz enthält die Beschreibung eines Verfahrens für die selbsttätige, transistorisierte Geschwindigkeitsregelung von Gleichstrommotoren mit Steuerung durch Thyristoren, sowie die Optimierung des Geschwindigkeit – und Stromreglers nach den Kessler – Kriterien.

DK 621.396.62.002.2

DRĂGĂNESCU, M. :

Einige Probleme der Mikroelektronik.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), H. 1, S. 31—40

Der Verfasser behandelt einige der wichtigsten Probleme der Mikrodimensionierung der elektronischen Apparatur.

BUCHBESPRECHUNGEN ● CHRONIK

SOMMAIRE

CD 621.3-523.2 : 621.318.523 : 512.8

GAVRILOV, M. A. :

L'état actuel de la théorie des systèmes à relais et des automates finis.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 1, p. 1— 12

On expose l'état actuel de la théorie des automates finis et des systèmes à relais. On examine amplement tous les aspects et les perspectives de développement dans ce domaine.

CD 621-523.2 : 621.318.24 : 512.831

DAMSKER, D. :

La synthèse, à l'aide des cartes logiques, des éléments de mémoire qui font partie des systèmes à séquences.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 1, p. 12— 18

L'auteur présente une méthode qui permet le meilleur choix des éléments de mémoire, à l'aide des cartes logiques.

CD 621-52 : 517.9 : 531.3

BELEA, C. :

L'intégration des équations dynamiques et la détermination des caractéristiques de temps des systèmes automatiques.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 1, p. 18— 23

On propose une méthode originale concernant l'intégration des équations dynamiques des systèmes automatiques linéaires.

CD 621.316.718.5-523.2 : 621.313.2 : 621.382.132.22

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., ANASTASIU, S., CONSTANTINESCU, M. et CHIVĂRAN, ST. :

Le réglage automatique de la vitesse des moteurs à courant continu commandés par thyristors.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 1, p. 24— 31

On présente une méthode de réglage automatique à transistors de la vitesse des moteurs à courant continu commandés par thyristors, ainsi que l'optimisation des régulateurs de vitesse et de courant selon les critériums de Kessler

---

CD 621.396.62.002.2

DRĂGĂNESCU, M. :

Quelques problèmes de la microélectronique.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 1, p. 31— 40

On examine quelques-uns des problèmes les plus importants de la microminiaturisation de l'appareillage électronique.

COMPTES RENDUS ● CHRONIQUE

CONTENTS

DC 621.3-523.2 : 621.318.523 : 512.8

GAVRILOV, M. A. :

The advanced of theory of switching systems and finite automata.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), nr. 1, p. 1— 12

The author describes the present stage of the theory of finite automata and switching systems. All the aspects and development trends in this field are discussed in detail.

DC 621-523.2 : 621.318.24 : 512.831

DAMSKER, D. :

The synthesis of memory elements in sequential systems by means of logical maps.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), nr. 1, p. 12— 18

A method is suggested for the optimum choice of memory elements by means of logical maps.

DC 621-52 : 517.9 : 531.3

BELEA, C. :

Integrating the dynamic and determining the time characteristics of automatic systems.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), nr. 1, p. 18— 23

The paper presents an original method of integrating the dynamic equations of automatic systems.

DC 621.316.718.5-523.2 : 621.313.2 : 621.382.132.22

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., ANASTASIU, S., CONSTANTINESCU, M and CHIVĂRAN, ST. :

The automatic regulating of speed in direct current motors controlled by thyristors.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), nr. 1, p. 24— 31

The author presents a method for the automatic transistorized regulating of speed in direct current motors controlled by thyristors and discusses the optimizing of the speed and current regulator by means of Kessler's symmetric criteriums.

DC 621.396.62.002.2

DRĂGĂNESCU, M. :

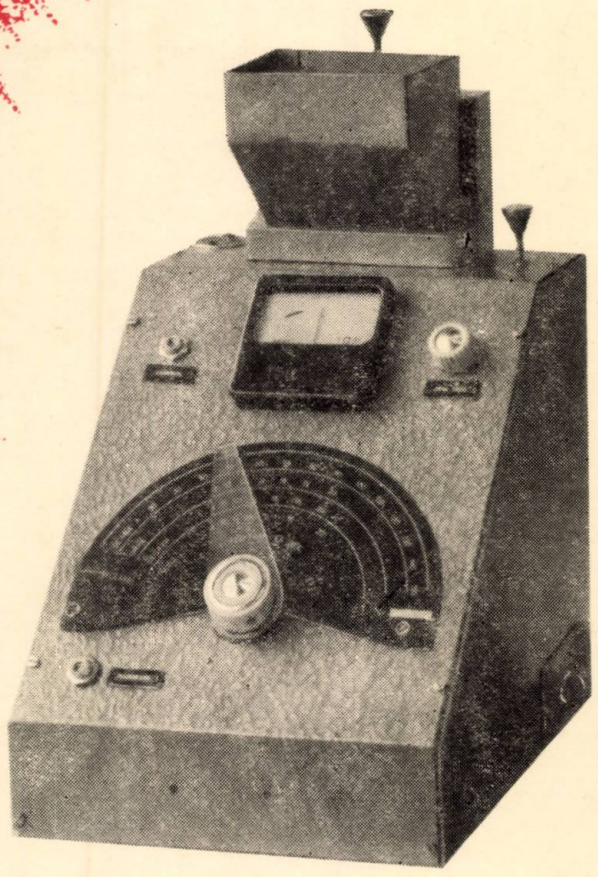
Some problems of microelectronics.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), nr. 1, p. 31— 40

Some of the most important problems concerning the microminiaturization of electronic apparatus are discussed in this paper.

REVIEWS ● CHRONICLE

Electronica



Uzinele „ELECTRONICA" str. Baicului nr. 82, realizează următoarele produse de electronică industrială:

◆ **UMIDOMETRE** tranzistorizate destinate măsurării umidității produselor agricole;

◆ Amplificatoare de audiofrecvență cu putere nominală la ieșire de 10 W, 20 W, 250 W și 500 W, destinate amplificării transmisiunii de la microfon, radio, magnetofon pentru centre de radioficare din întreprinderi și instituții;

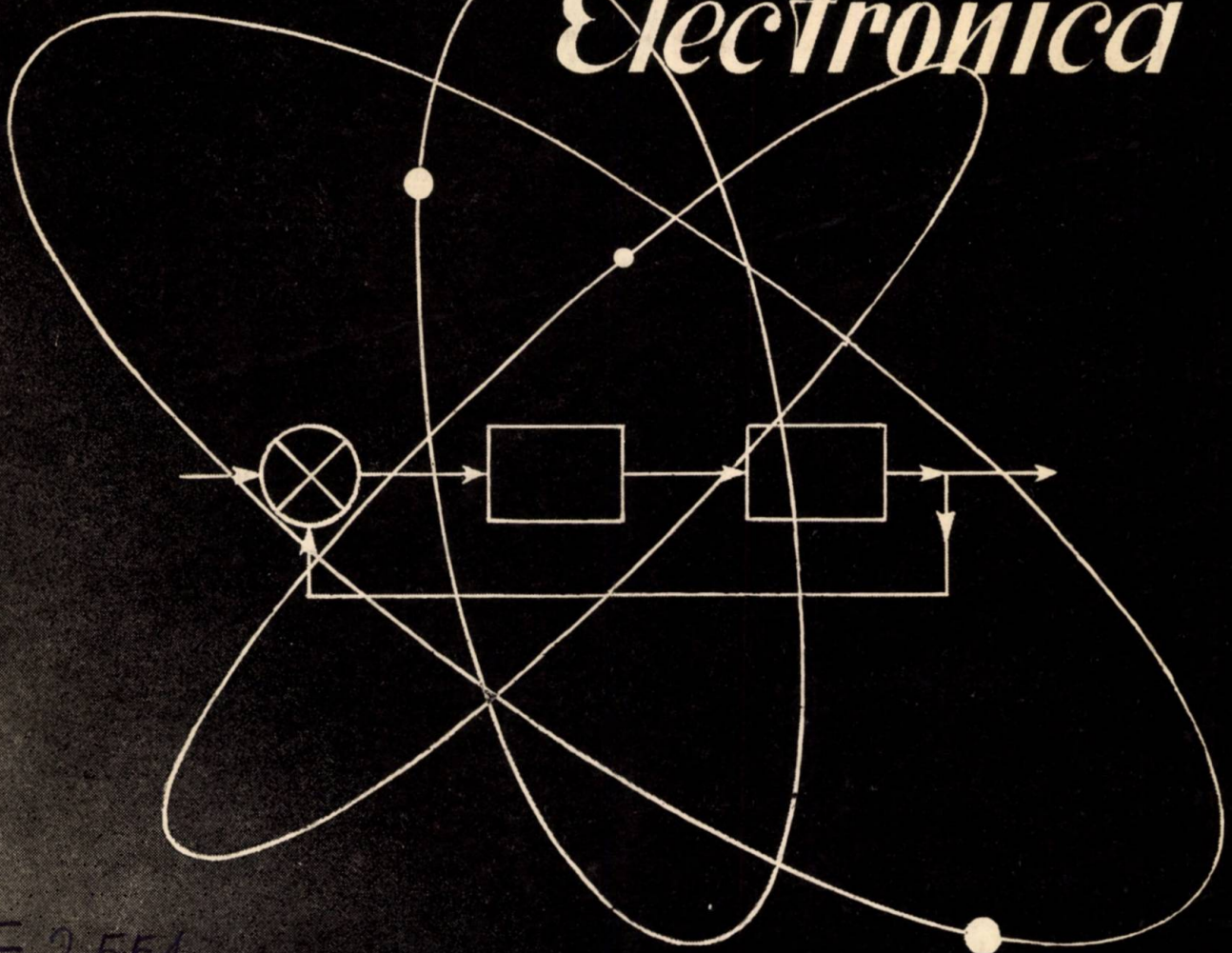
◆ Generator de I. F. capacitiv cu 5 kW putere nominală la ieșire, utilizat în industria mobilei.

În curs de punere în fabricație:

◆ Releu electronic temporizat;

◆ Nivostat capacitiv

Automatica și Electronica

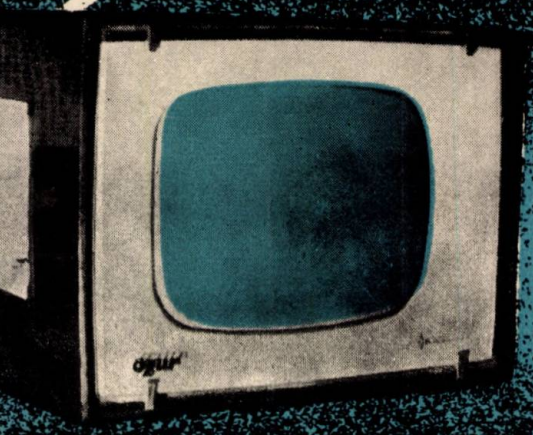


E 2551

VOL. 7
1963
Nr. 2
MARTIE
APRILIE
P. 49 — 96
BUCUREȘTI

Electronica

COSMOS



azur

„COSMOS" – Televizor modern cu ecran mare avînd diagonala de 54 cm. Imagine de cea mai bună calitate datorită strălucirii ei deosebite. Înzestrat cu cele mai noi dispozitive de reglaj automat. Performanțe acustice remarcabile.

Televizorul este realizat cu cablaj imprimat.

- comutator de canale cu 12 poziții
- 18 tuburi electronice + 9 diode semiconductoare + 1 redresor cu seleniu
- 3 difuzoare

„AZUR" – Televizor cu circuite imprimate. Linie elegantă și stabilitate remarcabilă în funcționare. Imagine de înaltă calitate.

- comutator de canale cu 12 poziții
- diagonala ecranului de 43 cm
- 16 tuburi electronice + 2 diode cu germaniu + 2 diode cu seleniu
- tensiunile de alimentare: 120 V și 220 V.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 7 (1963) nr. 2 (martie—aprilie), p. 49—96

CUPRINS

CZ 654.078.002.5

MEILTZ, G. și ZAMFIRESCU, I. :

O metodă de rezolvare a problemei transporturilor.

Automatica și Electronica, **7** (1963), nr, 2, p. 49—54

În material se dă o metodă nouă de programare liniară pentru soluționarea problemei transporturilor.

CZ 621—52(44),,19"

NAMY, M. :

Aspecte actuale ale automatizării în Franța.

Automatica și Electronica, **7** (1963), nr. 2, p. 55—60

Se face o expunere a unor lucrări moderne de automatizare în Franța.

CZ 621—53.001.24 :519.2

CRISTESCU, R. :

Asupra sistemelor dinamice ale căror semnale sînt procese stohastice generalizate.

Automatica și Electronica, **7** (1963), nr. 2, p. 61—63

Se prezintă o metodă de analiză a performanțelor sistemelor dinamice, caracterizate de o funcție pondere generalizată avînd ca semnale procese stohastice generalizate, folosind teoria distribuțiilor.

CZ 621.397.743 :66/69

POENARU, D. :

Instalații de televiziune utilizate în industrie și cercetarea științifică.

Automatica și Electronica, **7** (1963), nr. 2, p. 64—75

Se prezintă metodele de îmbunătățire a sensibilității camerelor videocaptoare utilizate în industrie și în cercetarea științifică și se prezintă o instalație de televiziune realizată în țara noastră.

CZ 621—53 :621.3.029.1 :519.2

NESTORESCU, D. :

Metoda grafo-analitică de determinare a caracteristicilor de frecvență ale unui element folosind metodele analizei proceselor stohastice.

Automatica și Electronica, **7** (1963), nr. 2, p. 75—87

Se prezintă o metodă de calcul numeric al caracteristicilor de frecvență ale unor elemente folosind metodele spectrale în cazul funcțiilor unor elemente staționare de ordinul doi.

CZ 621—53 :621.3.012.3.029.1 :530.13

ARDELEAN, GH. :

Caracteristicile amplitudine-frecvență ale sistemelor neliniare de reglare automată.

Automatica și Electronica, **7** (1963), nr. 2, p. 87—92

Se prezintă un procedeu de determinare a caracteristicilor de frecvență ale sistemelor automate neliniare folosind caracteristicile statice ale elementelor neliniare.

NOTE, p. 92—93

RECENZII, p. 93—95

REFERATE, p. 95—96

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în ştiinţe tehnice; prof. ing. S. CONDREA, ing. I. CRIŞAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. I. LĂZĂROIU,; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Metalurgiei şi Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. — Redacţia şi administraţia Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.M.C.M. Abonamentele se primesc la Administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicaţiile Tehnice M.M.C.M. — cont 071149 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, Str. Brezoianu nr 23—25, Bucureşti, c. 1409

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR

Vol. VII (pag. 49—96) Nr. 2, martie—aprilie București, 1963

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

G. MEILTZ și I. ZAMFIRESCU

O metodă de rezolvare a problemei transporturilor

Un caz particular al problemei de programare liniară îl constituie problema transporturilor. Pentru rezolvarea acestei probleme au fost propuse o serie de metode care țin seamă de particularitățile problemei transporturilor.

Printre cele mai importante se amintește metoda steping-stone (metoda distribuțiilor, metoda pas cu pas) [1], metoda ungară [2], metoda rentei diferențiale [3] etc. Aceste metode urmăresc reducerea numărului de operații folosind particularitățile problemei și posibilitatea unei programări simple. În această direcție un rezultat remarcabil îl constituie metoda rentei diferențiale elaborată de Lure [3] și programată de A. Oleinik pentru calculatorul „Strela".

În acest articol se dă o nouă metodă de soluționare a problemei transporturilor ce prezintă avantajul unui număr minim de operații și posibilitatea unei algoritmizări simple în vederea soluționării ei cu un calculator electronic. Timpul de executare a unui pas este aproximativ de 5—6 ori mai mic decît în metoda rentei diferențiale. Metoda constă în modificarea etapelor metodei steping-stone astfel încît fiecare etapă să necesite un număr minim de operații și un algoritm simplu de programat.

În cele ce urmează presupunem cunoscute teoremele și definițiile din [4].

Considerații generale

Problema transporturilor constă din următoarele :

Se consideră un număr N de expeditori $A_1, \ldots, A_N$ ce pot furniza cantitățile $a_1, a_2, \ldots, a_N$ și un număr M de destinatari $B_1. \ldots B_M$ ce au nevoie de cantitățile $b_1, b_2, \ldots, b_M$, cu condiția $\sum_{i=1}^{N} a_i = \sum_{j=1}^{M} b_j$*.

* Această condiție restrictivă nu restrînge generalitatea problemei.

Dacă se notează cu $c_{i,j}$ costul necesar transportului unei unități (costul specific) de la A_i la B_j, iar cu $x_{i,j}$ cantitatea ce se transportă de la A_i la B_j, se cere repartiția optimă a transporturilor $x_{i,j}$ astfel încît toți destinatarii să fie satisfăcuți, iar costul total al transporturilor $C = \sum_{i,j} c_{i,j}\, x_{i,j}$ să fie minim. Cu alte cuvinte trebuie minimizată funcționala liniară $C = \sum_{i,j} c_{i,j}\, x_{i,j}$ în condițiile $x_{i,j} \geqslant 0$, $\sum_{j}^{M} x_{i,j} = a_i$, $\sum_{i}^{N} x_{i,j} = b_j$.

Pentru a ușura înțelegerea metodei se ilustrează fiecare etapă a rezolvării pe următorul exemplu simplu.

Se consideră un număr de 5 expeditori $A_1, A_2, \ldots, A_5$ și 8 destinatari $B_1, B_2, \ldots, B_8$. Cantitățile ce trebuie furnizate sau primite, precum și costul necesar transportului de la A_i la B_j, sînt indicate în tabela 1.

Tabela 1

Expeditori \ Destinatari		B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8
		7	5	8	7	11	12	8	19
A_1	11	2	3	5	4	2	1	3	6
A_2	19	4	2	3	1	2	3	4	5
A_3	20	4	3	2	5	1	4	2	3
A_4	10	3	4	6	7	6	5	4	4
A_5	17	5	8	7	3	4	5	6	3

În dreptul fiecărui expeditor sau destinatar este trecută cantitatea ce trebuie să o furnizeze (a_i) sau să o primească (b_j). Costul unitar al transportului de la expeditorul A_i la destinatarul B_j ($c_{i,j}$) este trecut la intersecția liniei i cu coloana j. De exemplu costul unitar al transportului de la A_2 la B_5 este $c_{2,5} = 2$.

Descrierea metodei

Rezolvarea problemei constă în efectuarea următoarelor etape, reprezentate schematic în figura 1.

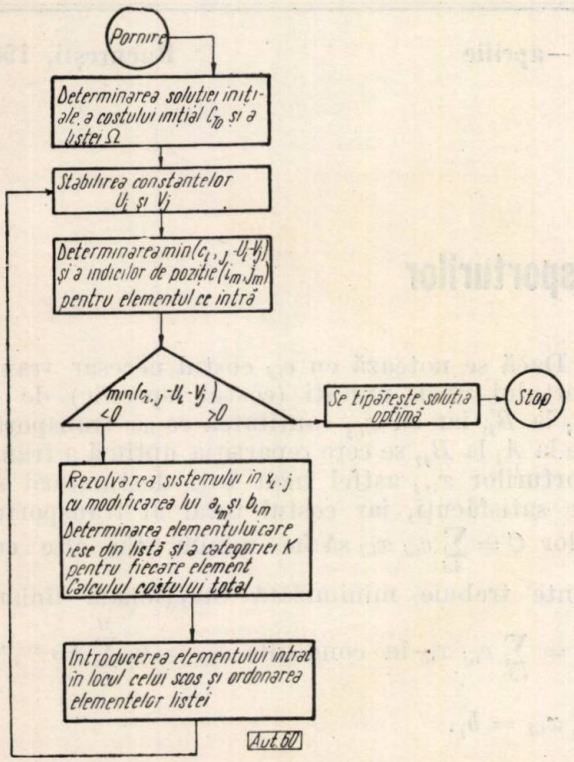


Fig. 1.

Etapa I

Prima etapă constă în determinarea soluției inițiale, a costului inițial și a listei Ω.

Pentru determinarea soluției inițiale s-a folosit o metodă îmbunătățită față de cea indicată de Barsov [4], după o sugestie dată de S. Jeleș. Metoda furnizează, în majoritatea cazurilor, o soluție inițială destul de apropiată de soluția optimă. Această afirmație nu este absolut riguroasă, deoarece se pot da cu ușurință exemple în care soluția inițială obținută cu ajutorul acestei metode să aibă un cost mai ridicat decît cea obținută folosind alte metode (nord-vest) [3], [4] și reciproc. Alegerea ei a fost dictată de numărul relativ mic de calcule pe care îl necesită. Metoda constă în următoarele:

Se determină $max\ (a_1, a_2, \ldots, a_N, b_1, b_2, \ldots b_M)$ cu convenția ca în cazul cînd maximul este atins de mai multe valori să alegem drept valoare maximă pe ultima.

Se disting următoarele cazuri

a. Maximul este atins de o valoare a_{i_1}. În acest caz se determină $c_{i_1,j_1} = \min\limits_{j} c_{i_1,j}$ cu $b_j > 0$ cu alte cuvinte valoarea minimă situată pe linia i_1 în matricea de cost $c_{i,j}$ (se face convenția, în cazul cînd minimul este atins de mai multe valori, să se aleagă drept minim prima valoare). Elementul b_{j_1} ce se află pe coloana j_1 trebuie să fie pozitiv. Cantitatea ce o transportăm de la A_{i_1} la B_{j_1} va fi $x_{i_1,j_1} = b_{j_1}$ (în acest mod destinatarul B_{j_1} este satisfăcut). În locul cantității b_{j_1} se introduce o cantitate negativă $-e$. Cantitatea a_{i_1} se înlocuiește cu $a_{i_1} - b_{j_1}$.

b. Maximul este atins de o valoare b_{j_1}. În acest caz se determină $c_{i_1,j_1} = \min\limits_{i} c_{i_1,j_1}$ cu $a_i > 0$, adică valoarea minimă situată pe coloana j_1 căruia îi corespunde un $a_{i_1} > 0$. În cazul în care minimul este atins de mai multe valori facem convenția de mai sus *. Cantitatea transportată va fi $x_{i_1,j_1} = a_{i_1}$. Se înlocuiește a_{i_1} cu $-e$ și b_{j_1} cu $b_{j_1} - a_{i_1}$.

c. Un caz special apare cînd $a_{i_1} = b_{j_1}$. În acest caz după determinarea lui $x_{i_1,j_1} = a_{i_1} = b_{j_1}$ și înlocuirea lui a_{i_1} și b_{j_1} cu $-e$ pasul următor constă în determinarea unui nou element $x_{i_2,j_2} = 0$ cu $j_2 = j_1$ și cu i_2 dat de $\min\limits_{i} c_{i,j_2}$, $a_i > 0$ **.

Determinarea soluției inițiale constă în repetarea acestui procedeu pînă cînd toți a_i, b_j au fost înlocuiți cu $-e$. Ultimul pas (al $M + N - 1$-lea) în care obligatoriu $a_i = b_j$ nu este considerat ca un caz special (deoarece nu mai există $a_i > 0$). Se arată [4] că numărul pașilor necesari determinării soluției inițiale este întotdeauna egal cu $M + N - 1$ [4].

Concomitent cu determinarea soluției inițiale, $x_{i_k,j_k} k = 1, 2, \ldots, M + N - 1$ se construiește lista Ω. Fiecărui pas îi corespunde un element al listei Ω ce conține următoarele informații:

— Indicii de poziție i_k, j_k ai elementului x_{i_k,j_k} corespunzător.

— Un marcaj distinctiv C dacă $x_{i_k,j_k} = b_{i_k}$ sau L dacă $x_{i_k,j_k} = a_{i_k}$. Dacă indicele k corespunde unui caz special se introduce totdeauna marcajul L.

Elementele listei se scriu în ordinea în care apar în procesul găsirii soluției inițiale, această ordine fiind esențială la alcătuirea listei. În exemplu se vor considera elementele listei scrise pe verticală, de jos în sus, în ordinea determinării lor. Adoptăm această convenție pentru a ușura explicațiile în ceea ce privește modificarea listei.

O dată cu determinarea soluției inițiale se determină costul necesitat de această soluție:

$$C_T = \sum_{k=1}^{M+N-1} c_{i_k,j_k} x_{i_k,j_k}.$$

Cu ajutorul exemplului descris se va determina soluția inițială și lista Ω.

---

* Parcurgerea elementelor situate pe o linie se face de la stînga la dreapta, iar a elementelor situate pe o coloană se face de sus în jos.

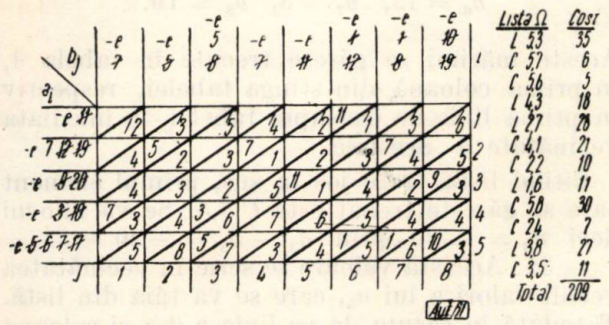
** Pentru justificare vezi [4].

Cum $max\ (a_1, a_2, \ldots, a_5, b_1, b_2, \ldots, b_8) = a_3 = 20$, se caută elementul minim din linia a 3-a a matricei de cost. Acest minim este atins de elementul $c_{3,5} = 1$, $b_5 = 11 > 0$. Rezultă $x_{3,5} = 11$, b_5 se înlocuieşte cu $-e$ iar a_3 cu $20 - 11 = 9$. Costul necesar transportului $x_{3,5}$ este $c_{3,5} \cdot x_{3,5} = 11$. În lista Ω se va introduce primul element C 3,5.

Paşii următori sunt executaţi în mod similar. Conform convenţiei făcute; lista Ω se completează de jos în sus.

Determinarea soluţiei iniţiale şi a listei Ω este reprezentată în tabela 2 unde cantităţile $x_{i,j}$ au fost scrise în aceleaşi pătrate ca şi $c_{i,j}$ (deasupra diagonalei).

Tabela 2



Etapa a II-a

În cursul celei de-a doua etape se calculează soluţia optimă. Trecerea de la soluţia iniţială la cea optimă se face construind un întreg şir de soluţii. Fiecare nouă soluţie este dedusă din precedenta şi implică un cost total mai mic sau cel mult egal cu aceasta.

Ceea ce rămîne invariabil de la o soluţie la alta este tabloul de costuri specifice $c_{i,j}$, precum şi listele cantităţilor disponibile şi necesare a_i, respectiv b_j. Caracteristic fiecărei soluţii în parte este însă lista Ω. Ordinea în care sînt trecute elementele acesteia pe listă este foarte importantă pentru micşorarea volumului de calcule de efectuat şi ea corespunde unui criteriu simplu de ordonare, care constă din următoarele: un element oarecare din listă, avînd perechea de indici i, j, diferă de toate elementele plasate pe listă înaintea lui fie prin valoarea indicelui i, fie prin valoarea indicelui j. În primul caz elementul este marcat cu L, în al doilea caz cu C.

Etapa se împarte în paşi, fiecare pas reprezentînd calculul unei singure soluţii.

Se menţionează că trecerea de la o soluţie oarecare la soluţia următoare duce la schimbarea în lista Ω a unui singur element. O dată cu aceasta se modifică în general marcajele L sau C ale unora dintre elemente, precum şi ordinea elementelor. Se denumeşte „element care se scoate" sau mai simplu „element scos" elementul care dispare de pe listă şi, similar, „element care se introduce" sau „element intrat", elementul care figurează în locul acestuia pe lista următoare.

Calculul care duce la o nouă soluţie se poate împărţi în felul următor:

— determinarea elementului intrat;

— determinarea elementului scos şi calculul economiei rezultate prin substituţia unui element cu celălalt;

— reordonarea elementelor listei Ω.

Determinarea elementului intrat

Se ataşează fiecărei linii şi fiecărei coloane a matricii $\| c_{i,j} \|$ cîte un cost global care se notează cu U_i, respectiv cu V_j, astfel încît $c_{i,j} - U_i - V_j = 0$, pentru toate perechile de indici i, j găsite în lista Ω. Calculul mărimilor U_i şi V_j se face uşor, folosindu-se lista Ω astfel *:

— Se parcurge de sus în jos lista Ω începînd cu primul element din listă. Se întîlnesc două cazuri:

I. Se dă peste un element de tip Li_k, j_k. În acest caz se calculează U_{i_k} din expresia $U_{i_k} = c_{i_k, j_k} - V_{j_k}$.

II. Se dă peste un element de tip C_{i_k, j_k}. În acest caz se calculează V_{j_k} din expresia $V_{j_k} = c_{i_k, j_k} - U_{i_k}$.

Elementul care se va introduce în listă va avea acea pereche de indici i, j pentru care $c_{i,j} - U_i - V_j$ este minim şi negativ. Găsirea acestui minim se face prin simpla explorare a matricei $\| c_{i,j} \|$ simultan cu explorarea listelor lui U_i şi V_j.

Se notează cu i_m şi j_m indicii de poziţie ai elementului intrat şi cu c_{min} valoarea lui $c_{i_m, j_m} - U_{i_m} - V_{j_m}$ corespunzătoare. Se menţionează că se ajunge la soluţia optimă atunci cînd $\min\limits_{i,j} c_{i,j} - U_i - V_j$ este nenegativ.

Cele arătate se ilustrează prin exemplul concret folosit la determinarea soluţiei iniţiale.

Primul element din lista Ω este L 5,3. În consecinţă, se anulează pentru început, valorile lui U_5 şi V_3, după care se poate calcula — conform regulii arătate — U_5. Se obţine $c_{5,3} = 7$, $V_3 = 0$ şi deci $U_5 = 7$. Similar, se găsesc pe rînd: $V_7 = -1$, $V_6 = -2$, $U_4 = 6$, $U_2 = 5$, $V_1 = -3$, $V_2 = -3$, $U_1 = 3$, $V_8 = -4$, $V_4 = -4$, $U_3 = 7$, $V_5 = -6$.

Calculîndu-se matricea mărimilor $c_{i,j} - U_i - V_j$ se obţine tabloul din tabela 3. Se observă că mărimile $c_{i,j} - U_i - V_j$ sînt nule pentru toate perechile de indici din lista Ω. Elementul

* Pentru a ridica o anumită nedeterminare se anulează iniţial valorile lui $U_{i_{M+N-1}}$ şi $V_{j_{M+N-1}}$ unde i_{M+N-1} şi j_{M+N-1} sînt indicii de poziţie ai primului element din listă.

care va intra are indicii de poziţie ai căsuţei marcate în tabelă. Reiese deci : $c_{min} = -5$, $i_m = 3$, $j_m = 3$.

Tabela 3

u_i \ v_j	−3	−3	0	−4	−6	−2	−1	−4	i
3	2	3	2	5	5	0	1	7	1
5	2	0	−2	0	3	0	0	4	2
7	0	−1	[−5]	2	0	1	−4	0	3
6	0	1	0	5	6	3	−1	2	4
7	1	4	0	0	3	0	0	0	5
j	1	2	3	4	5	6	7	8	

Determinarea elementului scos. Calculul economiei realizate

Se pune mai întîi problema determinării valorilor transporturilor $x_{i,j}$ pentru acele valori ale indicilor i, j care figurează în lista Ω cît şi pentru valorile date ale lui a_i şi b_j. Excepţie fac numai valorile mărimilor a_{i_m} şi b_{j_m} care se vor lua micşorate cu o aceeaşi cantitate A. Mărimea A trebuie aleasă cel puţin egală cu $2 . \underset{i,j}{max}\,(a_i, b_j)$. Valorile lui $x_{i,j}$ rezultă imediat folosind aceeaşi listă Ω care se va explora — de data aceasta — de jos în sus. Fiecare element citit din listă dă posibilitatea de a se calcula cîte un $x_{i,j}$ folosind următoarea regulă :

a. Dacă elementul este de tip L_{i_k, i_k} în locul lui b_{j_k} se introduce diferenţa $b_{j_k} - a_{i_k}$, iar valoarea lui x_{i_k, i_k} trebuie luată egală cu valoarea lui a_{i_k}.

b. Dacă elementul este de tip C_{i_k, i_k} în locul lui a_{i_k} se introduce diferenţa $a_{i_k} - b_{j_k}$, iar valoarea lui x_{i_k, i_k} trebuie luată egală cu valoarea lui b_{j_k}.

Elementul scos corespunde celui mai mic $x_{i,j}$ calculat. Se notează cu i_s şi j_s indicii săi de poziţie.

Economia realizată prin trecerea la noua soluţie este :

$$-c_{min}\,(x_{i_s, i_s} + A),$$

iar costul total scade de la C_T la $C_T + c_{min}\,(x_{is, i_s} + A)$.

Simultan cu explorarea listei Ω şi calculul valorilor lui $x_{i,j}$, se ataşează fiecărui element al listei un indice K ce se va denumi *„indice de categorie"*. Valorile care se dau acestui indice se stabilesc după următorul criteriu :

Pentru elementele care conduc la $x_{i,j}$ negativi şi sînt marcate cu L, $K = -1$, iar pentru cele marcate cu C, $K = +1$.

Pentru elementele care conduc la $x_{i,j}$ superiori lui $A/2$ şi sînt marcate cu L, $K = +1$, iar pentru cele marcate cu C, $K = -1$.

Pentru toate celelalte elemente, $K = 0$.

Se notează indicele de categorie al elementului scos prin K_s.

Folosind exemplul de mai sus, se urmăreşte concret determinarea elementului scos şi calculul economiei realizate.

Pentru început se caută $\underset{i,j}{max}\,(a_i, b_j)$ care este $20(a_3)$. Se scade din a_3 care este a_{i_m} şi din b_3 care este b_{j_m} mărimea $A = 2 . max\,(a_i, b_j) = 40$. Pentru calculul mărimilor $x_{i,j}$ se porneşte deci de la următoarele valori ale lui a_i şi b_j :

$$a_1 = 11,\ a_2 = 19,\ a_3 = -20,\ a_4 = 10,\ a_5 = 17$$

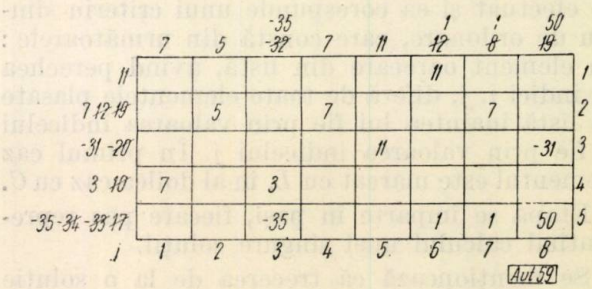
$$b_1 = 7,\ b_2 = 5,\ b_3 = -32,\ b_4 = 7,\ b_5 = 11,$$

$$b_6 = 12,\ b_7 = 8,\ b_8 = 19.$$

Aceste mărimi se găsesc trecute în tabela 4, în prima coloană din stînga tabelei, respectiv în prima linie de deasupra tabelei, în imediata vecinătate a acesteia.

Citind lista Ω de jos în sus, primul element care se găseşte trecut este C 3,5. Se va înlocui deci $a_3 = -20$ prin $a_3 - b_5 = -20 - 11 = -31$. Această valoare se scrie în vecinătatea vechii valori a lui a_3, care se va tăia din listă. Totodată în căsuţa de pe linia a 3-a şi coloana a 5-a din tabelă se va trece valoarea lui $x_{3,5} = 11$, găsită. Cum $0 < x_{3,5} < 20$ $(A/2)$, elementului C 3,5 din listă i se va ataşa indicele de categorie $K = 0$. Procedînd mai departe în modul arătat, sînt găsiţi pe rînd : $x_{3,8} = -31$, $x_{2,4} = 7$, $x_{5,8} = 50$, $x_{1,6} = 11$, $x_{2,2} = 5$, $x_{4,1} = 7$, $x_{2,7} = 7$, $x_{4,3} = 3$, $x_{5,6} = 1$, $x_{5,7} = 1$, $x_{5,3} = -35$, şi se trec pe lista Ω valorile corespunzătoare ale indicilor K. Cum cel mai mic dintre $x_{i,j}$ este $x_{5,3} = -35$, elementul scos are indicii de poziţie $i_s = 5$, $j_s = 3$, economia realizată este $-c_{min}\,(x_{i_s, j_s} + A) = 5\,(-35 + 40) = 25$, iar costul total scade de la $C_T = 209$ la $209 - 25 = 184$.

Tabela 4



Ordonarea elementelor listei Ω

În sfîrşit, se pune acum problema de a reordona elementele listei Ω, astfel încît să corespundă criteriului de ordonare menţionat. Se notează cu Ω' noua listă. Tehnica de compunere

a acesteia este uşor de programat pe calculator şi constă în următoarele :

1. Se transcriu mai întîi toate elementele care se găsesc plasate pe lista Ω deasupra elementului scos. Acesta se recunoaşte uşor după indicii săi de poziţie i_s şi j_s.

2. Se trec în continuare pe lista Ω′ elementele cărora le este ataşat un $K = -K_s$, aşa cum sînt găsite ele la explorarea listei Ω de sus în jos, începînd cu elementul scos şi terminînd cu ultimul element al listei.

3. Pe locul următor din lista Ω′ se trece elementul intrat care se marchează prin L sau C, la fel cum este marcat elementul scos.

4. În continuare, se înscriu pe listă elementele cărora le este ataşat un $K = K_s$, în ordinea în care ele sînt găsite la parcurgerea listei Ω de jos în sus, începînd cu ultimul element din listă şi terminînd cu elementul scos. (Evident acesta se exclude). În acelaşi timp, se schimbă marcajul L în C şi reciproc.

5. La sfîrşit, se completează lista Ω′ cu elementele de pe lista Ω care au $K = 0$, în ordinea în care acestea sînt citite la parcurgerea listei de sus în jos, pornind tot de la elementul scos. Se menţionează că datorită unui artificiu de programare, şi această ordonare de elemente se face la o singură explorare a listei Ω. Bineînţeles, la transcrierea elementelor dintr-o listă în alta, trebuie şters indicele K — trecut în operaţiile de transcriere a fost încadrat elementul scos. La efectuarea transcrierii trebuie să se ţină seamă că $K_s = -1$. Urmărind cele cinci faze necesare transcrierii, se vor distinge zone corespunzătoare pe lista Ω′, numerotate cu cifrele 1, 2, 3, 4 şi 5.

Referitor la lista din tabela 5a, se observă că zonele 1 şi 2 lipsesc, deoarece în lista Ω nu există nici un element plasat deasupra elementului scos şi, de asemenea, nici un element cu indice $K = -K_s = +1$. Zona a 3-a din listă corespunde elementului introdus ($i_m = 3$, $j_m = 3$), care a fost marcat cu L, deoarece elementul scos are marcajul L. Zona a 4-a din listă este compusă din elementele C 3, 8 şi L 5,8 care se găsesc pe lista Ω la citirea acesteia de jos în sus, printre elementele avînd $K = K_s = -1$ (L 3,8 şi C 5,8), la care s-a modificat L prin C şi reciproc. Ultima zonă din lista Ω′ cuprinde elementele încă netranscrise care se găsesc pe lista Ω, în aceeaşi ordine în care sînt plasate pe aceasta (C 5,7 ; C 5,6 ; L 4,3 ; L 2,7 ; C 4,1 ; C 2,2 ; L 1,6 ; C 2,4 ; C 3,5).

Pînă se ajunge la soluţia optimă lista Ω se transformă succesiv luînd pe rînd aspectul din tabela 5 (*a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*). În dreptul fiecărei liste sînt trecuţi indicii de poziţie ai elementului care intră şi ai elementului scos, valorile indicelui K pentru fiecare element în parte şi a fost încadrat elementul scos, evident, cu excepţia ultimei liste care este lista soluţiei optime.

Tabela 5

$K\ i\ j$	$K\ i\ j$	$K\ i\ j$	$K\ i\ j$	$K\ i\ j$	$K\ i\ j$	$i\ j$
[−1L 5,3]	+1L 3,3 } 3	+1L 3,3	0L 3,3	−1L 3,3	0L 3,3	L 3,3 } 1
0C 5,7	+1C 3,8 } 4	+1C 3,8 } 1	0C 3,8	0C 3,8 } 1	[+1C 3,8] } 1	C 3,7 } 2
0C 5,6	+1L 5,8 } 4	+1L 5,8 } 1	0L 5,8 } 1	0L 5,8 } 1	0L 5,8 } 1	L 4,7 } 2
0L 4,3	[+1C 5,7] } 5	−1L 4,3 } 2	[−1L 4,3] } 1	+1L 2,3 } 3	0L 2,3 } 1	C 4,8 } 3
0L 2,7	0C 5,6 } 5	−1C 4,7 } 3	−1C 4,7 } 1	[+1C 2,7] } 4	−1C 3,7 } 3	L 5,8 } 5
0C 4,1	−1L 4,3 } 5	[+1C 5,6] } 5	−1L 2,7 } 2	0L 4,7 } 4	−1L 4,7 } 5	L 2,3 } 5
0C 2,2	0L 2,7 } 5	−1L 2,7 } 5	0C 2,6 } 3	0C 2,6 } 5	0C 2,6 } 5	C 2,6 } 5
0L 1,6	0C 4,1 } 5	0C 4,1 } 5	0C 4,1 } 5	0C 4,1 } 5	0C 4,1 } 5	C 4,1 } 5
−1C 5,8	0C 2,2 } 5	0C 2,2 } 5	0C 2,2 } 5	0C 2,2 } 5	0C 2,2 } 5	C 2,2 } 5
0C 2,4	0L 1,6 } 5	0L 1,6 } 5	0L 1,6 } 5	0L 1,6 } 5	0L 1,6 } 5	L 1,6 } 5
−1L 3,8	0C 2,4 } 5	0C 2,4 } 5	0C 2,4 } 5	0C 2,4 } 5	0C 2,4 } 5	C 2,4 } 5
0C 3,5	0C 3,5 } 5	0C 3,5 } 5	0C 3,5 } 5	0C 3,5 } 5	0C 3,5 } 5	C 3,5 } 5
$j_s = 5$	$j_s = 5$	$j_s = 5$	$j_s = 4$	$j_s = 2$	$j_s = 3$	
$i_s = 3$	$i_s = 7$	$i_s = 6$	$i_s = 3$	$i_s = 7$	$i_s = 8$	
$i_m = 3$	$i_m = 4$	$i_m = 2$	$i_m = 2$	$i_m = 3$	$i_m = 4$	
$j_m = 3$	$j_m = 7$	$j_m = 6$	$j_m = 3$	$j_m = 7$	$j_m = 8$	
Lista Ω din tabela 2	a	b	c	d	e	f

dreptul fiecărui element — aceşti indici fiind din nou stabiliţi în cursul pasului următor, în vederea unei noi modificări a listei Ω.

Mergînd pe cazul concret tratat pînă aici, să urmărim lista Ω din tabela 4 şi lista modificată din tabela 5, a. Pentru a urmări mai uşor

Programarea metodei la calculatorul CIFA—101

Metoda prezentată a fost programată pe calculatorul CIFA-101, ale cărui caracteristici principale sînt ; universal, binar, serie, memorie operativă pe tambur cu o capacitate

de 4 096 celule, 50 operaţii pe secundă, lungimea cuvîntului 1 cifră semn + 31 cifre binare.

Pentru rezolvarea unei probleme de transporturi, în memoria calculatorului se introduc matricea de cost, cantităţile de expediat, a_i, cantităţile de primit b_j şi o constantă legată de dimensiunile matricei de cost. Ţinînd seamă de capacitatea memoriei, dimensiunile problemelor de acest gen, ce pot fi rezolvate, sînt limitate de următoarele valori : numărul expeditorilor — cel mult 64 ; numărul destinatarilor — cel mult 192, cu condiţia suplimentară ca numărul elementelor din matricea de cost să nu depăşească 2 900. Programul de calcul ocupă aproximativ 460 celule din memorie, dintre care circa 160 sînt folosite pentru determinarea soluţiei iniţiale. Lista Ω se formează în celule consecutive în care se scriu indicii de poziţie i_k, j_k ai elementului x_{i_k, j_k}, iar marcajul C sau L se face folosind cifra semn.

Programul propriu-zis s-a realizat urmărindu-se obţinerea unui timp minim de execuţie. S-au folosit următoarele procedee :

a. Blocul de program pentru determinarea $min\,(c_{i,j} - U_i - V_j)$, care analizează $M.N$ adrese, este alcătuit pe principiul timpului de acces minim [5]. În acest fel s-a obţinut mărirea vitezei de execuţie a acestei părţi din program de 3—4 ori.

b. Executarea mai multor operaţii la o parcurgere a listei Ω. De exemplu, o dată cu determinarea indicilor (i_s, j_s) se mai execută, următoarele operaţii : determinarea indicilor de categorie K, numărarea elementelor de categorie $+1$ şi -1, calculul cantităţii $x_{i_s, j_s} + A$.

c. Lista Ω' se alcătuieşte la o singură parcurgere a listei Ω.

d. Programul pentru tipărirea soluţiei optime este format dintr-un bloc al programului propriu-zis, a cărui ieşire este modificată automat de calculator atunci cînd s-a îndeplinit criteriul de optimalitate.

Concluzii

Partea importantă din program se ocupă cu transformarea listei Ω, timpul de execuţie a acestei porţiuni fiind proporţional cu $M + N$. Singura porţiune din program ce cuprinde analiza a $M.N$ celule se foloseşte la determinarea $min\,(c_{i,j} - U_i - V_j)$ şi conţine un număr mic de comenzi. Acest fapt duce la reducerea la minimum a timpului de rezolvare a unei probleme de transport.

Pentru a ilustra viteza mare ce se obţine, se compară timpul de execuţie a unui pas folosind metoda rentei diferenţiale, programată pe calculatorul M_3 ce execută 2 000 operaţii pe secundă, cu timpul necesar executării unui pas în metoda descrisă folosind calculatorul CIFA-101 (tabela 6) a cărui viteză este — aşa cum s-a specificat — 50 de operaţii pe secundă.

Tabela 6

Dimensiunea matricei de cost	Timpul pe pas la metoda rentei diferenţiale	Timpul pe pas la metoda descrisă
8 × 14	12 s	1 min
16 × 14	24 s	1,8 — 8 min
40 × 48	2,5 min	7,5 — 8 min

Din comparaţia făcută rezultă că metoda propusă este de aproximativ 5—6 ori mai rapidă decît metoda rentei diferenţiale.

Metoda prezintă dezavantajul de a necesita o soluţie iniţială, timpul de rezolvare depinzînd de cît de apropiată este soluţia iniţială de cea optimă.

Una dintre problemele rezolvate a fost stabilirea planului optim de transport al lemnelor, în care matricea coeficienţilor $c_{i,j}$ are dimensiunea 40 × 48. Determinarea soluţiei iniţiale a durat 55 min, un pas a durat 7,5—8 min, numărul de paşi necesari rezolvării problemei — 91. Costul în tkm pentru soluţia iniţială a rezultat 99 710 000, iar pentru soluţia optimă, 85 463 000. Soluţionarea problemei a durat în total aproximativ 14 h.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jack, B. şi Denis, A., *Hiph—Speed Computer Technique for the Transportation Problem.* În : Journ. Ass. Comp. Machin, 1958.

[2] Egervary, J. *Kombinatorikus módszer a szállitási probléma megoldására.* În : Matematikai Kutató intézetének Közleményei, IV, nr. 1, 1959, p. 15—28.

[3] Lure, A. L. *Primenenie matematiceskih metodov pri planirovaniia gruzovîh perevozok.* Ed. Kibernetika i avtomatizaţiia transportnîh proţesov, 1960.

[4] Barsov, A. S. *Sto takaia lineinaia programirovanie.* Fizmatghiz, 1959.

[5] Richard, V. Andree. *Programming the I.B.M. 650 magnetic drum Computer and data-processing machine.*

[6] Birman I. Ia *Transportaia zadacia lineinovo programirovaniia.* Izdatelstvo economiceskoi literaturî, 1962.

MAX NAMY
Preşedintele Asociaţiei franceze de reglare şi automatică

Aspecte actuale ale automatizării în Franţa*

De cîţiva ani, automatica ocupă un loc deosebit în preocupările savanţilor, inginerilor şi economiştilor ţărilor industriale, şi Franţa nu face excepţie de la această regulă.

Preocupările acestea merg de la ştiinţa cea mai abstractă pînă la realizarea tehnică, de la teoria reglării automate, care este ştiinţa mecanismelor automate, pînă la automatizare, care este acţiunea automatizată.

Dar ce este automatizarea? Academia franceză a dat următoarea definiţie :

„Automatizarea, cu toate ramurile de care este legată, cuprinde acţiunile ce urmează a fi executate fără ajutorul omului sau cu un concurs redus al acestuia, operaţii diverse de natură informaţională sau materială, în special ştiinţifice, industriale sau administrative, care anterior erau efectuate de om, cu condiţia ca această transformare să tindă la un progres tehnic,economic sau social".

Desigur că o nouă discuţie asupra distincţiei între ştiinţă, care tinde a descoperi raporturile obiective ale fenomenelor, şi tehnică, care constă într-un ansamblu de procedee destinate a produce anumite rezultate considerate utile, nu este necesară.

Ceea ce trebuie subliniat este că între ştiinţă şi tehnică nu există decît o discontinuitate aparentă şi că, mai ales în domeniul automaticii, între teorie şi practică, interdependenţa rămîne fundamentală.

De asemenea, trebuie reamintit că verificarea unei ipoteze sau a unei teorii este adesea o problemă de laborator şi că faptul ştiinţific se determină prin caracteristici obiective care pot fi măsurate.

În automatică, legătura dintre teorie şi practică este foarte strînsă, desigur atît cît este posibil.

Pot să surprindă uneori exigenţele tehnicii faţă de teoriile matematice. Iată un prim exemplu într-un domeniu clasic : acela al transformării Laplace.

Dat fiind că, de cele mai multe ori, exactitatea funcţiei de transfer a unui sistem şi a formulării analitice a modului lui de comportare, chiar pentru sistemele liniare, nu sînt binecunoscute, se poate apela la următoarele metode experimentale :

— metoda frecvenţei, care se aplică la circuite deschise, o perturbare sinusoidală, şi cu care se măsoară, frecvenţă cu frecvenţă, raportul de atenuare şi defazarea (diagrama Nyquist) ;

— metoda indicială, la care se aplică o perturbare de amplitudine constantă asupra parametrului analizat, studiind răspunsul mărimii de ieşire.

Prima metodă, aşa-numita analiză armonică, a dat loc la studii teoretice complete, în special pentru determinarea funcţiei de transfer a sistemului şi pentru studiul stabilităţii cînd acesta funcţionează în circuit închis. Dar sînt cazuri cînd folosirea sa rămîne limitată, de exemplu cînd frecvenţa este scăzută. Ea nu este utilizată pentru fenomenele termice. Încercările în centralele electrice au arătat că analiza trebuie să înceapă cu un semnal avînd o perioadă pe oră. Fiecare încercare ar dura mai multe ore, în care timp ceilalţi parametri de intrare trebuie menţinuţi constanţi şi circuitele de reglare trebuie scoase din serviciu, ceea ce este, firesc, exclus.

De asemenea, s-a convenit să se procedeze la încercările în circuit deschis, utilizînd analiza indicială, metodă rapidă dar puţin adaptată calculelor de stabilitate clasică, afară de cercetarea numeroaselor criterii arătate în cele ce urmează. Rezultă marele interes pentru transformările matematice care permit trecerea rezultatelor de la o metodă la cealaltă, fie pentru a le compara, fie pentru a le completa, cum este cazul pentru încercarea la frecvenţă, practic inaplicabilă în anumite intervale de frecvenţă.

Pe această linie s-au făcut diverse studii ; în special, lucrările lui Teasdale şi Caldwell pun la dispoziţia inginerului soluţii fericite. Acest efort de cercetări matematice trebuie continuat, deoarece cele două metode amintite constituie metode lesnicioase pentru :

— studiul comportării dinamice a proceselor industriale, precum şi determinarea funcţiunilor de transfer corespunzătoare, ignorat pînă acum ;

— verificarea experimentală a modelelor matematice la care duce o analiză teoretică a acestor procese, care comportă întotdeauna anumite aproximaţii şi, de asemenea, constante fizice necunoscute, specifice sistemelor studiate.

Se pot da numeroase exemple unde recenta evoluţie a tehnicii şi a cercetărilor industriale în domeniul automaticii are o repercusiune imediată asupra dezvoltării matematicilor aplicate.

Efortul recent din ţările puternic industrializate pentru determinarea experimentală a funcţiilor de transfer ale marilor ansambluri necesită metode matematice comode.

Dacă calculele cu ecuaţiile diferenţiale liniare au fost simplificate mult prin folosirea transformării lui Laplace şi a matricelor de transfer,

* Lucrare prezentată la sesiunea de comunicări a Comisiei de automatizare a Academiei R.P.R., din noiembrie 1962.

cînd este necesară transformarea inversă pentru a reveni la domeniul temporal trebuie să se opereze o integrare în planul complex, şi această revenire la domeniul iniţial nu poate fi efectuată uşor decît dacă matematicianul aduce inginerului tabele complete de transformare.

Uneori se face simţită necesitatea unor metode matematice noi, sau cel puţin adaptate nevoilor inginerului.

Asociaţia franceză de reglare şi automatică a ţinut în luna mai 1962, în colaborare cu alte asociaţii ştiinţifice, un colocviu avînd ca temă : „Tehnica modernă de calcul şi automatica industrială".

F. H. Raymond, binecunoscut în cercurile internaţionale ce se ocupă cu problemele de automatică, a subliniat, într-o strălucită prezentare a colocviului, locul pe care-l ocupă problemele de optimizare care sînt legate de un capitol fundamental al matematicilor, acela al calculului variaţional.

Liniile mari ale expunerii lui F. H. Raymond sînt redate în cele ce urmează.

În primul rînd, autorul pune ecuaţiile generale ale unui proces fizic, în care starea este definită de un vector X într-un spaţiu E_n cu n dimensiuni. Asupra sistemului se exercită acţiuni de comandă, mărimi de intrare sau de referinţă şi factori perturbatori, urmînd legi presupuse cunoscute, dintre care unele numai în mod statistic.

Enunţarea unei probleme de automatică presupune explicarea unei condiţii economice în mod obiectiv cercetată, şi F. H. Raymond arată că se ajunge astfel la ecuaţii de tip Euler-Lagrange, reamintind cu acest prilej lucrarea academicianului Pontryagin.

Este sigur că automatizarea se pune astăzi, de cele mai multe ori, în termeni optimali cînd intervin în special factori multipli de calitate, de cantitate şi de economie a materialelor.

Chiar pentru realizarea maşinilor şi bunurilor materiale, constructorii şi beneficiării întrebuinţează în mod constant bilanţurile unde se înscriu costul suplimentar al producerii unei fabricaţii îmbunătăţite şi contrapartida, adică creşterea duratei bunurilor produse şi a randamentului lor care se poate obţine căutînd un rezultat optimal.

Analiza funcţională şi, în special, metoda variaţională trebuie să aibă în automatică rolul pe care transformarea Laplace şi Fourier l-a avut în cursul ultimilor ani pentru sistemele liniare.

Trebuie admis că din punct de vedere strict matematic rămîn încă deschise destule probleme, fiind necesare în continuare cercetări perseverente.

Dar ceea ce trebuie, în primul rînd, este ca, pe măsură ce se lărgesc cunoştinţele de ordin teoretic, să fie create instrumente matematice eficiente care să fie puse la dispoziţia inginerului automatician.

Cîteva exemple vor ilustra această necesitate ; ar fi zadarnic însă să se creadă că acest scop ar putea fi atins fără o colaborare permanentă între oamenii de ştiinţă şi tehnicieni. Asociaţia franceză de reglare şi automatică, cu prilejul unui seminar care s-a ţinut la 16 iunie 1962 şi care a reunit vreo 30 de savanţi şi ingineri francezi dintre cei mai calificaţi, s-a ocupat de studiul acestei noi discipline în învăţămîntul superior, şi cu acest prilej s-a ajuns la concluzia unanimă asupra necesităţii ei ca factor esenţial de progres.

La acest seminar au participat personalităţi care sînt cunoscute mai mult sau mai puţin prin lucrările lor : profesorii Gille, Lagasse, Liébaut, Pelegrin, Perret, Prudhomme, Raymond.

În lumina unei experienţe de mai mulţi ani s-a dovedit că automatica trebuie recunoscută ca o disciplină ştiinţifică completă. Rolul inginerului automatician constă, în primul rînd, în a supune unei analize ştiinţifice procesul industrial de automatizare, a stabili proiectul acestei automatizări, şi a-l pune în lucru, coordonînd diferitele tehnologii.

Punerea în practică a unui învăţămînt de automatică trebuie, după concluziile trase în cadrul seminarului, să ţină seamă de următoarele :

— acest învăţămînt are actualmente puncte comune cu învăţămîntul obişnuit dat inginerilor matematicieni ; el diferă mai puţin prin conţinutul său, decît prin concepţia sa ;

— concepţia inginerului automatician se apropie mai mult de a fizicianului decît de cea a matematicianului ; el trebuie să aibă o vocaţie spre creaţia concretă ;

— un astfel de program trebuie deci să cuprindă numeroase lucrări practice, uneori chiar studiul unor procese industriale ;

— trebuie menţinută o colaborare strînsă cu industria.

Cîteva catedre de automatică, în cadrul învăţămîntului francez, pot constitui centre de formare şi de cercetări atît teoretice, cît şi practice, ceea ce va favoriza dezvoltarea ştiinţei şi tehnicii în acest domeniu.

Afară de aceasta, este de dorit să se înfiinţeze un învăţămînt pentru formarea de ingineri automaticieni, cu titlul experimental, cu durată de trei ani, după un program ale cărui linii generale au şi fost stabilite.

În sfîrşit, este bine să fie create secţii specializate în automatică în cadrul marilor şcoli de ingineri, iar cursurile de învăţămînt de automatică existente să fie lărgite, intrînd în cadrul cursurilor de formaţie generală.

Învăţămîntul superior în domeniul automaticii este legat de problema formării de cerce-

tători şi de activitatea centrelor de cercetări susţinute de sectoarele industriale; astfel va exista siguranţa că pentru lucrările de înaltă speculaţie creatoare vor fi create, la timpul oportun, instrumentele de ştiinţă aplicată, indispensabile desfăşurării automatizării, şi se vor realiza experimentările necesare.

Profesorul Henri Bouasse a scris într-una din originalele sale prefeţe : „pentru a fi valabil, un învăţământ — şi autorul se gîndea mai ales la ştiinţele fizice — trebuie să rămînă cît mai aproape posibil de aplicaţii, ceea ce permite să se determine condiţiile de valabilitate a legilor".

Această judicioasă observaţie trebuie aplicată la învăţarea unei ştiinţe ca automatica, aceasta avînd o legătură directă cu concretul.

După acest scurt rezumat asupra problemelor pe care le pune cuprinderea automaticii în cadrele învăţământului urmează cîteva exemple de realizări sau de recente proiecte franceze.

Un prim exemplu va fi acela al unei remarcabile realizări făcute de un centru de automatizare industrială într-o mare uzină de automobile, şi anume : un echipament în întregime automatizat care asigură echilibrarea dinamică a arborilor cotiţi, echipament înserat într-o linie de fabricaţie de motoare. Piesa de echilibrat este un arbore cotit de motor cu patru cilindri avînd greutatea de aproape 7 kg. Dezechilibrul iniţial poate fi de 400 g/cm, în timp ce valoarea maximă finală nu trebuie să depăşească 20 g/cm.

Maşina este de tipul cu transfer, adică piesa care se fabrică este plasată, succesiv şi automat, în faţa diverselor poziţii de lucru. Metalul excedentar este înlăturat prin frezare.

Se pot deosebi :

— un post de intrare, în care arborele cotit este orientat astfel încît axele manetelor sînt în acelaşi plan vertical;

— un post de măsurare a greutăţii pe reazeme oscilante ; viteza de rotaţie, de 900 rot/min, este dincolo de viteza de rezonanţă;

— trei posturi unde se înlătură în mod succesiv metalul excedentar în diferite planuri, urmînd două axe ortogonale ce duc la şase capete de fabricare;

— un post de spălare;

— un post de măsurare a dezechilibrului rezidual;

— un post de evacuare, unde se diferenţiază piesele bune de cele care trebuie retuşate.

Mişcările părţilor mecanice, ca de altfel la majoritatea maşinilor transfer, sînt comandate de relee şi electrovalve.

Arborele cotit o dată antrenat şi pus în viteză, un echipament de calcul electronic execută următoarele operaţii :

— determină amplitudinea şi faza dezechilibrelor situate în planurile mediane ale lagărelor extreme;

— repartizează aceste dezechilibre între planele contragreutăţilor extreme;

— în fiecare dintre aceste plane proiectează cele din urmă pe două axe ortogonale, trecînd prin axa lagărelor;

— dacă unul sau mai mulţi vectori componenţi ies din unghiul format de contragreutăţi, raportează masa echivalentă în alte două plane centrale ale contragreutăţilor;

— în sfîrşit, determină cursele utile ale unităţilor de frezare în funcţie de masa de înlăturat.

Aceste informaţii sînt introduse în memorie şi însoţesc arborele cotit în timpul transferului, pe toată lungimea maşinii. Ele permit înlăturarea cantităţii de materie necesară şi la amplasamentul adecvat. Memoria unde sînt depozitate informaţiile este de un tip permanent, ceea ce înseamnă că, chiar în cazul opririi maşinii, de pildă la sfîrşitul zilei sau săptămînii, nu este necesar de a o şterge. Piesele, chiar incomplet prelucrate, vor fi terminate la reluarea lucrului.

Urmează unele lămuriri asupra principiilor după care este realizat calculatorul.

Postul de măsură a dezechilibrului este echipat cu două detectoare de deplasare, care măsoară mişcările reazemelor oscilante, pe care se roteşte arborele cotit la echilibrare. Aceste detectoare produc o tensiune electrică alternativă, reprezentînd mărimea şi faza dezechilibrului.

Toate calculele care, pornind de la această măsură, permit obţinerea valorilor celor şase componente ale dezechilibrului în cele trei planuri de prelucrare sînt efectuate cu elemente de calcul analogic, preciziunea cerută fiind de ordinul 1%.

În acest stadiu al calculelor se pune o dublă problemă : pe de o parte, trebuie să se transforme fiecare dintre cele şase valori componente ale dezechilibrului în valoarea deplasării cuţitului maşinii, legea care leagă dezechilibrul de deplasare a cuţitului fiind în funcţie de forma piesei şi de forma frezei; pe de altă parte, trebuie să se poată introduce în memorie şi să se transfere în ritmul de avansare a arborelui cotit informaţiile corespunzătoare. Dată fiind dificultatea de a introduce în memorie şi de a transfera tensiuni analogice, s-a prevăzut conversiunea acestor valori analogice ale dezechilibrului în valori numerice ale deplasării cuţitului. Această conversiune o dată efectuată, informaţiile corespondente pătrund într-un registru construit din elemente semiconductoare montate pe plăci imprimate. La fiecare post de lucru, balastul este scos prin frezare. Freza pătrunde în piesă în măsura comunicată de memorie, măsură care a fost calculată în timp ce piesa trecea la postul de măsurare. Echipamentul electronic efectuează măsurarea cursei utile a unităţilor de frezare şi dă ordinul de retragere a frezei cînd operaţia este terminată.

Această maşină lucrează de aproape şase luni într-o uzină care fabrică automat 120 de arbori cotiţi pe oră, şi o a doua maşină identică este în curs de a fi pusă în funcţiune într-o altă uzină.

Această realizare a făcut obiectul unei comunicări prezentate de M. Csech, colaboratorul lui M. Duhamel, vice-preşedinte al A.F.R.A., la colocviul organizat la sfîrşitul lunii mai 1962, cu tema : „Tehnica modernă de calcul şi automatică industrială".

Un alt exemplu interesant a fost prezentat la acelaşi colocviu de M. Honore şi de M. Uffler, secretarul general al Asociaţiei, asupra tratării problemei optimalizării şi care va fi probabil dezvoltat la congresul I.F.A.C. din anul 1963.

Se tratează aici problema optimalizării unui număr finit N de mărimi x, y, ..., şi, mai exact, se caută valorile lui x, y, ... care fac minimă (sau maximă) expresia $P = h\,(x, y, ...)$.

Cele N mărimi x, y, ... satisfac :

— un anumit număr n de ecuaţii de forma $f_i\,(x, y, \ldots) = 0$;

— un anumit număr n' de inegalităţi $g_j\,(x, y, \ldots) \geqslant 0 \leqslant$ (sau 0).

Funcţiile f, g şi h pot fi funcţii matematice sau empirice oarecare, aşa încît procedeul poate fi aplicat în toate cazurile generale denumite programare liniară şi neliniară. În plus, funcţiile f, g, h pot cuprinde un anumit număr de parametri constanţi sau variabili, de pildă în funcţie de timp, astfel încît procedeul este aplicat, de asemenea, la problemele statisticii şi la problemele dinamicii.

De altfel, este posibil să se dea problemei optimalizării astfel definite o analogie fizică, dacă se consideră că mărimile x, y, ... reprezintă coordonatele unui punct M într-un spaţiu cu N dimensiuni.

Acest punct M este obligat :

— pe de o parte, să aparţină la n suprafeţe definite prin ecuaţiile $f\,(x, y, \ldots) = 0$;

— pe de altă parte, să rămînă în interiorul unui anumit domeniu delimitat prin n' suprafeţe definite de ecuaţiile $g\,(x, y, \ldots) = 0$; într-adevăr, se poate considera că o inegalitate ca $g\,(x, y, \ldots) \geqslant 0$ interzice punctului M să pătrundă într-o parte a spaţiului cu N dimensiuni considerat, limita fiind definită de suprafaţa $g = 0$.

De altfel, punctul M este supus unui cîmp de forţe care derivă dintr-un potenţial de valoare $P = h\,(x, y, \ldots)$ şi care are ca urmare tendinţa de a deplasa punctul M astfel încît să facă acest potenţial minim.

Utilizînd o analogie fizică a problemei astfel definite, este posibil a se deduce un criteriu pe care trebuie să-l satisfacă soluţia problemei. Acest criteriu se traduce, din punct de vedere matematic, printr-un sistem de N ecuaţii, făcînd să intervină derivatele parţiale ale expresiilor f_i, g_j şi h şi un număr de parametri obligaţi să satisfacă anumite condiţii.

Se ştie că celulele calculatorului Analac utilizează tensiuni şi intensităţi alternative cu frecvenţă fixă de ordinul 500 kHz.

Fiecare celulă este compusă numai din inductanţe şi capacităţi dispuse simetric, astfel încît celula văzută de la intrare sau de la ieşire se prezintă exact în acelaşi fel. Ele n-au un sens privilegiat de funcţionare şi sînt reversibile.

Organizarea originală a acestui calculator, care permite operatorului să realizeze automat un repartitor de erori reversibile, duce direct, prin simplul fapt „de a scrie" expresiile f_i, g_j şi h pe calculator cu ajutorul blocurilor de calcul standard, la realizarea sistemului de N ecuaţii de mai sus.

Crearea a două blocuri noi : bloc „de limitare" şi bloc „de optimum", elaborînd parametri care satisfac condiţiile criteriului definit mai înainte, permit deci calculatorului să trateze direct numeroase probleme de optimalizare, utilizînd foarte simplu ecuaţiile iniţiale.

Această metodă se aplică problemelor care comportă ecuaţii sau inegalităţi liniare sau nu, precum şi la problemele dinamice.

Un deosebit interes prezintă domeniul centralelor electrice şi, în special, al centralelor termice moderne care, de cîţiva ani, constituie un remarcabil cîmp de experienţă pentru progresul ştiinţei şi al tehnicii.

Soluţiile actualmente adoptate au numeroase variante, dar ceea ce se poate afirma este că fiecare unitate pusă în funcţiune a adus un vizibil progres, şi anume :

— uneori o mai mare uşurinţă în supravegherea instalaţiilor şi, ca urmare, o reducere a personalului de exploatare ;

— uneori o ameliorare a condiţiilor de exploatare, aducînd o reducere de calorii consumate pe kWh produs ;

— uneori o mai mare siguranţă de funcţionare, fie la punerea în funcţiune sau la opriri, ceea ce reduce uzura materialului, fie în regimurile perturbate, în care caz se speră reducerea frecvenţei avariilor grave.

Nu este cazul să se insiste asupra posibilităţilor de folosire a calculatoarelor numerice pentru supravegherea şi tratarea informaţiilor. În scurt timp au devenit clasice înregistrarea şi supravegherea măsurărilor.

O maşină de scris va înscrie periodic datele utile operatorului sau serviciilor tehnice ale centralei.

Prin calculator şi după un program cu mai multe cicluri succesive se vor urmări în mod constant şi cu mare viteză cîteva sute de variabile şi vor apărea în cod sau direct cele care depăşesc toleranţele admise, întrebuinţînd o maşină care imprimă rapid mai multe linii pe secundă.

Mai rar este actualmente calculul automat al randamentului diferitelor părţi ale instalaţiei în care se speră importante economii, fie că se semnalizează defecţiunile în curs de apariţie la material, fie că permite o corectare prin operator a mărimilor de intrare a circuitelor de reglare. Poate că această optimalizare va fi efectuată mai tîrziu în mod automat. Dar un efort considerabil este făcut actualmente pentru realizarea prin relee şi prin calculator a demarării sau opririi unităţii de producţie. Subsecvenţele de demarare şi oprire pretind o muncă de analiză considerabilă, dacă se ţine seamă de diferitele programe care trebuie prevăzute : oprire la cererea dispecerului central, oprire urgentă, oprire pentru lucrări la o parte din instalaţie, oprire totală.

Pentru ca aceste subsecvenţe să fie programate prin circuite cablate sau introduse în memoria unui calculator este nevoie de studii îndelungate şi sistematice prin care se ajunge la o cunoaştere ştiinţifică a materialului utilizat.

Cînd reglarea electronică a unei turbine este adoptată, cum este cazul în diferite centrale, se va putea regla punerea în viteză, apoi punerea în sarcină a grupului, de exemplu pînă la 10 % din sarcina totală ; programul va permite deviaţii de viteză de la 180 la 360 rot/min, într-un interval de timp de la 20 s la un minut, după variaţiile de temperatură a metalului turbinei.

La trecerea prin vitezele critice, deviaţia de viteză va fi multiplicată cu 3. Dacă vibraţiile ating 75 microni, programul este întrerupt ; la 125 microni, declanşarea intervine în cîteva minute ; la 200 microni, este instantanee.

La centrala Saint-Ouen, la care primul grup de 250 MW trebuie să fie pus în funcţiune la începutul anului 1963, un echipament experimental de două calculatoare numerice va permite să se procedeze la numeroase încercări şi cercetări ale programelor de subsecvenţă, menţinînd în integralitatea lor stabilirea şi tratarea informaţiilor necesare conducerii grupului.

Printre încercările prevăzute se va insista în particular la eliminarea reglărilor circuitelor analogice de reglare. La centrala Nautes-Cheviré, prima unitate de 50 MW, alimentată cu gaz natural, cu combustibil lichid şi cu cărbune, este echipată de curînd cu un calculator central analogic, care analizează dinamica sistemului prin rezolvarea ecuaţiilor caracteristice cu mai mult decît 20 de variabile, şi care asigură reglările corespunzătoare în timpul mersului centralei, de exemplu :

— nivelul apei în cazan, regimul pompelor de alimentare şi debitul de abur ;

— presiunea în cazan, debitul de cărbune, poziţia vanei de gaz, presiunea gazului, debitul aburului, presiunea aburului supraîncălzit ;

— debitul aerului, debitul aburului, conţinutul de oxigen al fumului.

La Saint-Ouen, conform unui program foarte complet de experienţe, se urmăreşte să se îmbunătăţească calculatorul analogic de reglare prin studii asupra comportării dinamice a unităţii ; în aceste cercetări, calculatorul numeric va avea un rol important. Apoi, în exploatare, acesta din urmă va determina, fără calcule complicate pentru operator şi în cîteva minute, reglările optime ale calculatorului analogic de reglare.

S-a văzut care sînt motivele pentru care, în cazul centralelor termice, trebuie să se renunţe la analiza armonică, constanta de timp a schimbătoarelor impunînd încercări la frecvenţe foarte joase, practic inacceptabile. Analiza indicială cu circuitele de reglare scoase din funcţiune va fi făcută sistematic ; o perturbare de cîteva procente la ventilul de combustibil, de pildă, va permite să se obţină pe înregistratoare răspunsurile presiunii cazanului, ale nivelului apei, ale excesului de aer, ale presiunii focarului, temperaturile de supraîncălzire şi de reîncălzire. Se va obţine astfel o întreagă coloană de matrice de transfer ale instalaţiei şi se vor cerceta apoi transmitanţele corespunzătoare.

Pentru fiecare dintre factorii perturbatori vor fi efectuate cel puţin patru încercări, una la un sfert de sarcină, a doua la jumătate de sarcină, apoi la trei sferturi de sarcină şi, în sfîrşit, la plină sarcină. Aceste probe vor permite verificarea ipotezelor de liniaritate făcute ulterior în calculul transmitanţelor.

Dacă cele patru curbe de răspuns astfel obţinute nu sînt prea diferite, se va căuta o transmitanţă medie. În cazul contrar, se va studia introducerea unui termen corector proporţional cu sarcina (introducerea unei neliniarităţi).

O altă verificare a liniarităţii va putea fi efectuată aplicînd acelaşi factor perturbator, cu mai multe trepte de amplitudini diferite.

În total, şase pînă la zece experienţe sînt suficiente pentru fiecare parametru studiat.

Curbele de răspuns $h\,(t)$ vor fi ridicate cu ajutorul teleînregistratoarelor care au fost puse la punct de laboratorul de experienţe speciale al serviciului producţiei termice de la „Electricité de France". Aceste maşini înregistrează valorile fiecărei curbe $h\,(t)$ la intervale de timp constante. Dacă intervalele de timp Δt trebuie să fie foarte mici şi foarte numeroase, vor fi utilizate mai multe maşini, o aceeaşi variabilă fiind înregistrată de mai multe ori în cursul unui ciclu de explorare normală.

Rezultatele vor fi furnizate sub forma de bande perforate şi întrebuinţate direct în calculatorul numeric.

Calculul transmitanţelor va putea fi uşurat prin aplicarea metodei lui Vladimir Streje, bazată pe căutarea unei transmitanţe aproximative, cu o singură constantă de timp de un ordin mai mult sau mai puţin ridicat (corec-

tată, de altfel, de cele mai multe ori cu un factor aperiodic).

O dată cunoscută transmitanța în circuit deschis a sistemului reglat, trebuie să se asocieze transmitanța regulatorului, care este de cele mai multe ori de tip proporțional, integral și derivat, deci de forma $K + \frac{a}{p} + bp$.

Se vor determina criteriile de amortizare, astfel încît să se obțină o calitate a reglării cerute; se va căuta, în general, să se obțină un răspuns indicial al circuitului de reglare, care crește destul de rapid, prezintă o depășire de ordinul 10% și se stabilizează după o oscilație.

Într-o lucrare recentă, publicată în anul 1962 de editura Dunod, „Regimurile variabile în sistemele liniare și neliniare", M. Naslin a arătat că un criteriu simplificat pentru calculul coeficienților de reglare K, a și b constă în a scrie că frecvențele punctelor unghiulare ale curbei de amplificare asimptotice din diagrama lui Bode trebuie să fie într-un raport mai mare sau egal cu 2.

Într-un exemplu simplu și pentru egalitatea cu 2 s-a găsit $K = 0{,}6$, $a = 0{,}3$, $b = 0{,}5$.

Dacă ecuația caracteristică este de ordin ridicat, se poate ajunge la soluții imaginare; păstrînd condiția criteriului simplificat al lui M. Naslin sub formă de inegalitate, se va determina zona de acțiune permisă pentru reglări și se va alege cea mai mare valoare posibilă a acțiunii proporționale K.

De altfel, este posibil ca soluția cea mai bună la problema care trebuie rezolvată să nu fie curba de răspuns cu o creștere de 10%.

Se poate deci admite o depășire superioară sau inferioară. M. Naslin a studiat cum variază această depășire în procente, cînd se adoptă drept criteriu o valoare diferită de 2. Această aplicație a criteriului lui M. Naslin va fi, la Saint-Ouen, completată cu studiul altor criterii, cum este cel al lui Oldenbourg și al lui Sartorius în special.

Se propune, cum s-a indicat anterior, să se determine matricea de transfer general a unei centrale termice de 250 MW, cazan, turbină și sursă de apă inclusiv. Acest studiu foarte important și care probabil n-a mai fost niciodată efectuat într-un mod atît de complet va permite să se cunoască transmitanțele care leagă parametrii ce intervin în circuitele de reglare grupați într-un calculator analogic conceput pe baza experiențelor făcute cu alte centrale.

Cercetarea și analiza rezultatelor vor fi efectuate de un calculator numeric, instalat pe loc, care va permite, după fiecare experiență, să se determine reglările optime ale calculatorului analogic de reglare, și aceasta în cîteva minute.

După studiul matricei de transfer a instalației, o a doua etapă va avea drept scop să îmbunătățească pe cît posibil calculatorul analogic de reglare, în special studiind funcționarea în reglare fără interacțiune. Probleme economice de dimensionare a elementelor care să asigure reglarea (supape, pompe, ventilatoare) vor fi studiate cu acest prilej.

Nu este cazul să se indice aici programarea prevăzută pentru calculul numeric; stadiul actual al acestor cercetări va face, de altfel, obiectul unui articol care va fi publicat de M. Chaussard, șef de serviciu la centrala Saint-Ouen, într-un viitor număr al revistei „Automatisme".

Folosirea calculatorului numeric va permite deci să se definească în mod științific reglările optime ale calculatorului analogic de reglare și, dacă este cazul, să i se amelioreze structura.

De asemenea, revenind la cele spuse la început, se constată din aceste cîteva exemple, că aplicațiile automaticii în industrie au la bază cele mai noi teorii și că aceste aplicații impun cercetări.

Din această influență continuă și reciprocă, în acest domeniu, între știință și tehnică, nu trebuie oare să se conchidă că automatizarea marchează o etapă importantă de organizare științifică a producției și că folosirea calculatoarelor, care utilizează sau nu informații cuantificate, accentuează această evoluție?

Cunoașterea comportării proceselor de producție intră astăzi în domeniul informațiilor numerice. Numerele guvernează lumea, spunea Pythagora. Încă de mult, științele naturii exprimau universul în limbaj matematic; studiul proceselor industriale are nevoie, de asemenea, din ce în ce mai mult de o formulare matematică, iar în automatizare se pare că aceasta este obligatorie.

Un atare efort nu poate fi realizat decît prin asocierea savanților și inginerilor, ingineri constructori de elemente, ingineri de montaj sau exploatare; în aceste domenii complexe colaborarea tuturor este necesară și, în special, vor fi rodnice schimburile de idei, de ipoteze, teorii și rezultate obținute. Iată de ce este foarte bună și generatoare de progres inițiativa luată de Academia R.P.R. de a organiza sesiuni de comunicări în domeniul automaticii.

ROMULUS CRISTESCU

Asupra sistemelor dinamice ale căror semnale sînt procese stohastice generalizate

În teoria reglajului automat se consideră sisteme dinamice ale căror semnale sînt procese stohastice. Precizia unui sistem de reglare automată este influențată de prezența în sistem a așa-ziselor zgomote care trebuie considerate ca procese stohastice generalizate.

Funcția pondere a unui sistem dinamic trebuie, de asemenea, considerată ca o funcție generalizată.

Se pune astfel problema studierii sistemelor dinamice caracterizate de o funcție pondere generalizată avînd ca semnale procese stohastice generalizate. Unele noțiuni bazate pe utilizarea funcțiilor generalizate au fost date în [1]; în plus se introduc noțiuni noi și se fac unele discuții. În ultima parte a lucrării se stabilește legătura dintre covariațele semnalelor de intrare și ieșire în cazul cînd aceste semnale sînt procese staționare generalizate.

Noțiuni generale

Se utilizează în general aceeași terminologie și aceleași notații ca și în articolul precedent [1].

Astfel prin K se notează spațiul funcțiilor indefinit derivabile cu suport compact, înzestrat cu operațiile liniare naturale și organizat ca spațiu de convergență în mod obișnuit [3].

Spațiul K se numește spațiu fundamental (real sau complex, după cum elementele sale sînt funcții reale sau complexe).

Prin funcție generalizată (sau distribuție) pe K se înțelege o funcțională liniară și continuă pe spațiul K. Ea poate fi reală sau complexă.

Dacă f este o funcție generalizată, iar $\varphi \in K$ se va nota (f, φ) în loc de $f(\varphi)$. Funcția generalizată δ este definită prin $(\delta, \varphi) = \varphi(0)$.

Spațiul funcțiilor generalizate pe K va fi notat prin K'. Noțiunile de funcție generalizată regulată, funcție generalizată singulară, suportul unei funcții generalizate, derivata unei funcții generalizate, produsul de compoziție $f * g$ a două funcții generalizate, se utilizează cu înțelesul lor din [3].

Dacă $\varphi \in K$, se va nota $\varphi^t(s) = \varphi(t + s)$ și dacă $f \in K'$, se va considera funcția generalizată f^t definită de egalitatea $(f^t, \varphi) = (f, \varphi^t)$.

Să presupunem că spațiul fundamental K este complex și fie pentru orice $\varphi \in K$ transformata Fourier $\psi = G(\varphi)$ dată de egalitatea

$$\psi(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\lambda t} \varphi(t)\, dt.$$

Mulțimea Z a tuturor funcțiilor $\psi(\lambda + i\mu)$ este un spațiu liniar izomorf, cu K, în care se introduce în mod natural relația de convergență. O funcțională liniară și continuă pe Z se mai numește și o funcție generalizată pe Z.

Pentru orice $f \in K'$, se va considera transformata Fourier $G(f)$ ca o funcție generalizată pe Z dată de formula

$$\big(G(f),\ G(\varphi)\big) = 2\pi (f, \varphi).$$

Transformarea G^{-1} se definește într-un mod evident.

Fie $(E, \mathcal{E}, P)$ un cîmp de probabilitate σ — aditiv și f o funcție complexă definită pe $E \times K$. Funcția f se va numi un proces stohastic generalizat * (sau o distribuție aleatoare) dacă posedă proprietățile următoare :

— (i) $f(\xi, \cdot)$ este, pentru orice $\xi \in E$, o funcție generalizată pe K;

— (ii) $f(., \varphi)$ este, pentru orice $\varphi \in K$, o variabilă aleatoare pe $(E, \mathcal{E}, P)$; se notează de preferință (f, φ) în loc de $f(., \varphi)$.

Se zice că f este *staționară* (de ordinul doi), dacă posedă în plus proprietățile următoare :

— (iii) există valoarea medie $M[(f, \varphi)]$ (pentru orice φ), precum și o funcție generalizată m, astfel încît $(m, \varphi) = M[(f, \varphi)]$ și $(m, \varphi^s) = (m, \varphi)$ oricare ar fi s;

— (iv) există valoarea medie $M[(f, \varphi)\,\overline{(f, \psi)}]$ pentru orice φ și ψ, precum și o funcțională $n(\varphi, \psi)$, liniară și continuă în raport cu fiecare argument, astfel încît $(\varphi, \psi) = M[(f, \varphi)\,\overline{(f, \psi)}]$ și $n(\varphi^s, \psi^s) = n(\varphi, \psi)$, oricare ar fi s.

Se numește *covarianța* unui proces staționar generalizat f funcția generalizată k_f pentru care

$$(k_f, \varphi * \widetilde{\overline{\psi}}) = M[(f, \varphi)\,\overline{(f, \psi)}]$$

unde :

$$\widetilde{\psi}(t) = \psi(-t).$$

Dacă f este o distribuție aleatoare staționară, atunci m este o constantă generalizată.

---

* În [1] s-a introdus direct noțiunea de proces stohastic staționar generalizat care coincide cu cea din prezentul articol. Procese stohastice generalizate au fost introduse de diferiți autori [2, 5, 8, 10].

Sisteme dinamice liniare şi staţionare

Funcţie pondere şi funcţie de transfer

Fie $\mathcal{U}$ un sistem dinamic cu o intrare şi o ieşire. Se presupune că mulţimea X a semnalelor de intrare este un subspaţiu liniar al spaţiului K', şi că un subspaţiu liniar Y al lui K' conţine semnalele de ieşire. Dacă x este un semnal de intrare, iar y semnalul corespunzător de ieşire, atunci se poate scrie

$$y = U(x) \tag{1}$$

în care U este un operator pe X cu valori în Y.

Sistemul dinamic $\mathcal{U}$ se zice *liniar*, dacă operatorul U este liniar, adică dacă

$$U(\alpha x_1 + \beta x_2) = \alpha\, U(x_1) + \beta U(x_2),$$

oricare ar fi x_1, $x_2 \in X$ şi numerele α, β (reale sau complexe după cum se consideră spaţii reale sau complexe).

Sistemul dinamic $\mathcal{U}$ se zice *staţionar*, dacă operatorul U este „staţionar" adică dacă

$$y^s = U(x^s) \tag{2}$$

oricare ar fi numărul s.

Se va considera cazul cînd sistemul dinamic liniar şi staţionar are un operator $\mathcal{U}$ de forma :

$$U(x) = w * x, \tag{3}$$

în care w este o funcţie generalizată compozabilă. De asemenea se poate presupune că w este o funcţie generalizată cu suport mărginit la stînga şi că semnalele sînt funcţii de acelaşi tip.

Din proprietăţile produsului de compoziţie rezultă imediat că operatorul dat de (3) este liniar. Condiţia (2) rezultă din egalităţile

$$(w * x^s, \varphi) = (x^s, w * \varphi) = \big(x^s(t), \big(w(u), \varphi(t+u)\big)\big) =$$

$$= \big(x(t), \big(w(u), \varphi(s+t+u)\big)\big) =$$

$$= \big(x(t), \big(w(u), \varphi^s(t+u)\big)\big) = (w * x, \varphi^s) =$$

$$= (y, \varphi^s) = (y^s, \varphi).$$

În particular, dacă $\delta \in X$, atunci din (3) rezultă $w = U(\delta)$. Se menţionează că reciproc, cu ipoteze suplimentare asupra spaţiilor X, Y, precum şi cu anumite ipoteze de continuitate asupra unui operator liniar şi staţionar U, se poate stabili reprezentarea lui U sub forma (3).

Dacă un sistem dinamic $\mathcal{U}$ are operator de forma (3), deci dacă legătura dintre semnale este de forma :

$$y = w * x \tag{4}$$

atunci w se numeşte *funcţia pondere* a lui $\mathcal{U}$. Ea se numeşte *normală* dacă suportul său se află pe semiaxa pozitivă.

O clasă importantă de sisteme dinamice liniare şi staţionare este aceea a sistemelor descrise de ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi.

Să presupunem că legătura dintre semnalele unui sistem dinamic (cu o intrare şi o ieşire) este :

$$P(D)y = x \tag{5}$$

în care $P(D)$ este un operator diferenţial liniar cu coeficienţi constanţi, de ordinul p. În acest caz soluţia fundamentală w ([3] vol. 1) a ecuaţiei (5), care se anulează pentru $t < 0$, joacă rolul de funcţie pondere normală a sistemului, legătura dintre semnale putînd fi pusă sub forma (4).

Deoarece semnalele pot fi funcţii generalizate, funcţia pondere va fi considerată tot ca funcţie generalizată, şi anume o funcţie generalizată regulată.

Un exemplu simplu este dat de un RC-filtru de joasă frecvenţă, ecuaţia (5) fiind în acest caz

$$Ty' + y = x.$$

Mai general se poate considera un sistem dinamic descris de o ecuaţie de forma :

$$P(D)\, y = Q(D)\, x$$

unde $P(D)$ are semnificaţia de mai sus, iar $Q(D)$ este de asemenea un operator diferenţial liniar, cu coeficienţi constanţi de ordinul q. Legătura dintre semnale se poate pune de asemenea sub forma (4). Dacă $q \geqslant p$, atunci funcţia pondere w este o funcţie generalizată singulară.

Ca exemple simple menţionăm cazul unui *RC*-filtru de înaltă frecvenţă a cărui ecuaţie este :

$$Ty' + y = T x',$$

sau al unui circuit electric de derivare-integrare, cu o ecuaţie de forma

$$y'' + by' + cy = x'' + ax' + cx.$$

În cele ce urmează se vor considera numai sisteme dinamice care posedă o funcţie pondere normală.

Uneori se cere găsirea sistemului dinamic invers unui sistem dinamic dat. Dacă $\mathcal{U}$ este un sistem dinamic cu funcţia pondere w, atunci pentru sistemul invers $\mathcal{U}_1$ se va căuta o funcţie pondere w astfel încît

$$w_1 = P(D)\, \delta,$$

după cum se verifică uşor.

De exemplu, sistemul invers unui RC-filtru de joasă frecvenţă este determinat de funcţia pondere

$$w_1 = T\delta' + \delta.$$

Dacă $\mathcal{U}_1$ şi $\mathcal{U}_2$ sînt două sisteme dinamice avînd respectiv funcţiile pondere w_1 şi w_2, atunci asociaţia lor în paralel are funcţia pon-

dere $w = w_1 + w_2$, iar asociaţia lor secvenţială are funcţia pondere $w = w_2 * w_1$. În ultimul caz presupunem că w_1 şi w_2 sînt cu suport mărginit sau sînt numai normale, dar semnalele de intrare sînt funcţii generalizate cu suport mărginit la stînga.

Fie $\mathcal{U}$ un sistem dinamic care are o funcţie pondere (normală) w. Numim *funcţie de transfer* a lui $\mathcal{U}$, funcţia generalizată $c = G(w)$.

Să presupunem că spaţiul x al semnalelor de intrare conţine toate funcţiile $x(t) = e^{i\lambda t}$ (considerate ca funcţii generalizate).

Dacă w este cu suport mărginit, atunci $G(w)$ este de tipul funcţiei * :

$$c(\lambda) = (\overline{w(t)},\ e^{-i\lambda t})$$

şi semnalul de ieşire y_λ corespunzător lui x_λ este :

$$y_\lambda = c(\lambda)\, x_\lambda ,$$

după cum se poate verifica.

Sisteme dinamice cu semnale aleatoare

Legătura dintre covarianţele semnalelor

După cum s-a arătat în teoria reglării automate intervin sisteme dinamice ale căror semnale sînt procese stochastice generalizate. De exemplu, aşa-zisul „zgomot alb" este un proces generalizat a cărui covarianţă este un multiplu al funcţiei δ.

Fie $\mathcal{U}$ un sistem dinamic avînd funcţia pondere w. Dacă semnalele lui $\mathcal{U}$ sînt distribuţii aleatoare pe un cîmp de probabilitate $(E, \mathcal{E}P)$; atunci egalitatea $y = w * x$ va însemna

$$y(\xi, \cdot) = w * x(\xi, \cdot)$$

pentru orice $\xi \in E$.

Dacă m_x este valoarea medie a semnalului x, atunci valoarea medie m_y a lui y va fi dată, în anumite condiţii, de egalitatea

$$m_y = w * m_x \qquad (6)$$

Astfel, dacă se presupune că w este compozabilă, atunci pentru orice $\varphi \in K$, se obţine :

$$(m_y, \varphi) = M[(w * x, \varphi)] = M[(x, w * \varphi)] =$$

$$= (m_x, \widetilde{w} * \varphi) = (w * m_x, \varphi),$$

de unde rezultă (6).

În teoria reglajului automat, de o deosebită importanţă este găsirea covarianţei semnalelor de ieşire cînd se cunoaşte covarianţa semnalelor de intrare.

Fie $\mathcal{U}$ un sistem dinamic avînd funcţia pondere normală w, fie x semnalul de intrare şi y semnalul de ieşire. Să presupunem că semnalele x, y sînt procese stochastice staţionare generalizate. În acest caz, legătura dintre covarianţele celor două semnale este dată, în anumite condiţii, de egalitatea

$$k_y = \widetilde{w} * (w * k_x) \qquad (7)$$

în care :

$$(\widetilde{w},\ \varphi) = (w,\ \widetilde{\varphi}).$$

Să stabilim egalitatea (7) în ipoteza că w este compozabilă şi să considerăm pentru simplificare, funcţii generalizate reale.

Se observă că :

$$\overbrace{w * \varphi} = \widetilde{w} * \widetilde{\varphi}, \quad (\varphi \in K),$$

după cum se verifică fără greutate.

Pentru orice $\varphi, \psi, \in K$ se obţine :

$$(k_y,\ \varphi * \widetilde{\psi}) = M[(y,\ \varphi)\ (y,\ \psi)] =$$

$$= M[(w * x, \varphi)(w * x, \psi)] = M[(x, w * \varphi)(x, w * \psi)] =$$

$$= (k_x, (w * \varphi) * \overbrace{(w * \psi)}) = (k_x, (w * \varphi) * (\widetilde{w} * \widetilde{\psi})) =$$

$$= (w * k_x,\ \varphi * (\widetilde{w} * \widetilde{\psi})) = (w * k_x,\ (\widetilde{w} * \widetilde{\psi}) * \varphi) =$$

$$= (w * k_x,\ \widetilde{w} * (\varphi * \widetilde{\psi})) = (\widetilde{w} * (w * k_x),\ \varphi * \widetilde{\psi})$$

de unde reiese (7).

Formula (7) dă posibilitatea de a stabili legătura dintre unele caracteristici aleatoare ale semnalelor de la intrare şi ieşire, precum şi unele proprietăţi ale sistemului dinamic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cristescu, R. *Utilizarea funcţiilor generalizate în studiul sistemelor automate cu semnale aleatoare.* În : Automatica şi Electronica, vol. *6*, nr. 1, 1962, p. 1–3.

[2] Ghelfand, I. M. *Obobşonie sulciainie profesi.* În : Dokladî Ak. Nauk, t. **100**, 1955, p. 853–856.

[3] Ghelfand, I. M. şi Vilenkin, N. I. *Obobşonie funkţii*, vol. **1**, 1959 ; vol. **2**, 1958, Moscova.

[4] Ghelfand, I. M. şi Vilenkin, N. I. *Obobşnie funkţii*, vol. **4**, Moscova, 1961.

[5] Ito, K. *Stationary random distributions.* În : Mem. of the Coll. of Science, ser. A. vol. **XXVIII**, Math. nr. 3, 1953, p. 229–233.

[6] Laning, J. H. şi Battin, R. H. *Random processes in automatic control.* New-York, 1956.

[7] Pugacev, V. S. *Teoria slucianih funkţii i io pri menenie k zadaciam avtomaticeskova upravlenia*, Moscova, 1956.

[8] Sîmboan, G. şi Theodorescu, R. *Asupra proceselor aleatoare generalizate. Com. Academiei R.P.R.* t. **XII**, 1962, p. 881–886.

[9] Solodovnikov, V. V. *Statisticeskaia dinamica lineinih sistem avtomaticeskova upravleniia*, Moscova, 1960.

[10] Ullrich, M. *Some theorems on Random Schwartz Distributions. Trans. of the first Prague Confer. on Information Theory, Statistical Decision Functions, Random processes*, Praga, 1957, p. 273–291.

* Amintim că dacă f este o funcţie generalizată cu suport mărginit, atunci prin $(f(t),\ e^{-i\lambda t})$ se înţelege (f, φ_0), unde $\varphi_0 \in K$ şi $\varphi_0(t)$ coincide cu $e^{-i\lambda t}$ pe suportul lui f.

Prin w notăm funcţia generalizată complex conjugată lui w [3].

Ing. DORIN POENARU

Instalaţii de televiziune utilizate în industrie şi cercetarea ştiinţifică

Paralel cu perfecţionarea sistemelor de televiziune destinate tansmiterii programelor radiodifuzate, dezvoltarea impetuoasă a tehnicii televiziunii a condus la crearea unor instalaţii de televiziune utilizate în diverse ramuri industriale, cercetări ştiinţifice, medicină şi transporturi.

Domeniile de utilizare a sistemelor de televiziune aplicate sînt foarte variate [1]. Ele se pot folosi oriunde este necesar să se facă o observaţie şi unde vederea directă este imposibilă, periculoasă pentru om sau de nedorit.

Cea mai mare răspîndire o are televiziunea aplicată în industria modernă, datorită faptului că multe procese de producţie nu se pretează la o observare directă, deşi aceasta este necesară pentru comandă, control [2], reglaj [3] sau măsură.

În cercetarea ştiinţifică aportul adus de televiziune este important atît sub aspectul extinderii posibilităţilor de observare ale ochiului uman sau peliculei fotografice, cît şi al observării unor fenomene care ar pune în pericol viaţa omului aflat în imediata apropiere a desfăşurării lor. În fizica nucleară de exemplu, apar astfel de probleme. Vizualizarea unor fenomene luminoase slabe care au loc în prezenţa cîmpurilor de radiaţii intense implică ambele aspecte enunţate: În astfel de cazuri sînt necesare sisteme de televiziune sensibile, capabile să pună în evidenţă diferenţe de strălucire luminoase foarte mici [4] (care cu metoda fotografică nu pot fi înregistrate).

În lucrarea de faţă se vor trece în revistă unele probleme pe care le-a rezolvat tehnica în legătură cu obţinerea performanţelor dorite ale sistemelor de televiziune utilizate în cercetarea ştiinţifică, se vor da indicaţii necesare alegerii caracteristicilor sistemului pentru o aplicaţie dată şi se va descrie sumar o instalaţie de televiziune în circuit închis, construită în laboratorul de electronică nucleară al Institutului de fizică atomică al Academiei R.P.R., destinată vizualizării fenomenelor care au loc în prezenţa cîmpurilor de radiaţii. Se menţionează că multe dintre problemele puse tehnicii televiziunii de către cercetarea ştiinţifică apar şi în aplicaţii industriale, fapt care subliniază generalitatea consideraţiilor de mai jos.

Sensibilitatea camerelor videocaptoare şi metode pentru coborîrea pragului de sensibilitate

Principalele elemente constitutive ale unui sistem complet de televiziune în alb-negru sînt :

1. *camera videocaptoare* în care este analizată imaginea optică de transmis, *transformîndu-se distribuţia* strălucirilor de-a lungul liniilor orizontale, în care este descompusă, într-o succesiune de impulsuri electrice (semnalul video) cu amplitudine suficient de mare pentru a putea fi transmise ;

2. *echipamentul şi canalul de transmisiune* care asigură transmiterea semnalului video de la locul captării imaginii în punctul recepţionării ei. Dacă distanţa dintre cameră şi receptor este mică transmisia se face prin cablu ;

3. *monitorul video sau aparatul de recepţie* care face sinteza imaginii utilizînd semnalul video recepţionat şi generatorii de baleiaj orizontal şi vertical, sincronizaţi cu cei din cameră, pentru vizualizarea imaginii pe ecranul cinescopului.

În condiţii obişnuite performanţele sistemului sînt limitate de către tubul videocaptor (traductorul lumină-curent al camerei), care este în esenţă un detector de radiaţii luminoase. Una dintre principalele sale caracteristici este sensibilitatea. Sensibilitatea sa împreună cu a obiectivului utilizat pentru focalizarea scenei de transmis pe fotocatoda tubului determină sensibilitatea camerei de televiziune.

Sensibilitatea camerei videocaptoare [5] este o mărime inversă iluminării minime a obiectului pentru care sînt asiguraţi indicii de calitate ai imaginii de televiziune obţinută pe ecranul tubului receptor (cinescop) de la semnalul format în cameră, amplificat şi transmis prin lanţul de televiziune. Dintre indicii de calitate ai imaginii de televiziune cei afectaţi mai mult de coborîrea pragului de iluminare sînt :

— raportul semnal/zgomot = Ψ^* ;
— neuniformitatea zgomotului dat de semnale parazite datorite unor defecte ale tubului ;
— rezoluţia ;
— inerţia imaginii.

În radioteleviziune, unde imaginea este necesar să aibă calităţi artistice, valorile limită ale acestor indici se consideră [5] că sînt :

— raportul semnal/zgomot $\Psi \geqslant 25$;
— claritatea imaginii corespunzătoare unei rezoluţii de 600 linii pe verticală ;
— neuniformitatea zgomotului dat de semnalul parazit (după compensare) $< 10\%$;
— inerţia să nu fie percepută de către ochi (semnalul remanent la transmisia obiectelor în mişcare $< 10 \div 15\%$).

---

* Zgomotele nu se observă cînd $\Psi \geqslant 80$; ele încetează să strice imaginea pentru $\Psi > 30 \div 40$; la $\Psi = 15 \div 20$ se văd în toată imaginea, dar nu provoacă pierderea informaţiei ; cînd $\Psi \leqslant 8 \div 10$ începe să se piardă claritatea [10].

Studiul sensibilităţii tuburilor videocaptoare în condiţiile standard folosite în radioteleviziune a arătat [5—7] că dintre tuburile frecvent utilizate (supericonoscop, vidicon şi superorticon), cel mai sensibil tub este superorticonul cu ajutorul căruia se poate obţine o rezoluţie de 625 linii la o iluminare medie pe fotocatodă de 0,5 lx. Această sensibilitate mare se datorează marii eficacităţi de acumulare la nivele mici de iluminare şi utilizării multiplicării pentru mărirea semnalului de ieşire fără micşorarea importantă a raportului semnal/zgomot. Multiplicatorul electronic dă o astfel de amplificare încît raportul semnal/zgomot este determinat de zgomotul tubului, nu de zgomotul amplificatorului video. Pentru aceasta în toate aplicaţiile în care este necesar să se coboare pragul de sensibilitate la nivel cît mai scăzut, se utilizează cu exclusivitate superorticonul deşi construcţia sa complicată îl face destul de costisitor.

Superorticonul este un tub videocaptor cu imagine transportată de electroni rapizi, ţintă cu două feţe, comutare cu electroni lenţi şi amplificare internă cu multiplicator electronic (fig. 1).

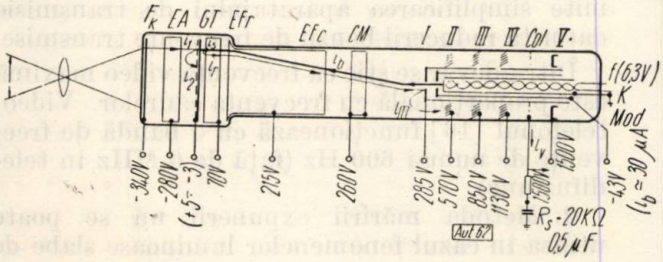


Fig. 1. Superorticonul LI-17 (fără sistemul magnetic) şi regimul electric al unui exemplar:

F_k – fotocatodă; EA – electrod de accelerare; G – grilă; T – ţintă; f – filament; K – catod; Mod – modulator; Efr – electrod de frînare; EF_c – electrod de focalizare; CM – cilindru multiplicator; I, II, III, IV, V – dinode multplicator electronic; Col – colector (electrod de semnal).

La formarea semnalului video [8] corespunzător scenei focalizate de către sistemul optic pe fotocatoda tubului, în superorticon iau parte cele trei „secţiuni" principale: secţiunea de transport a imaginii electronice, secţiunea de baleiaj (explorare) şi multiplicatorul electronic.

În urma proiectării imaginii luminoase pe fotocatodă şi transportării fotoelectronilor emişi către ţintă, pe aceasta se formează un relief de potenţial pozitiv datorită faptului că emisia secundară a ţintei bombardate de fotoelectronii rapizi este supraunitară. Pe cealaltă faţă a ţintei (dinspre secţiunea de explorare) electronii fasciculului de baleiaj avînd energie mică, emisia secundară este neînsemnată. Electronii fasciculului de baleiaj compensează sarcinile pozitive de pe ţintă aducînd-o la potenţialul catodei tunului electronic. În funcţie de valoarea sarcinii acumulate, pentru compensare sînt necesari mai mulţi sau mai puţini electroni.

După ce un element dat este adus la potenţialul catodei, restul de electroni ai fasciculului (care nu ating ţinta) se îndreaptă în sens invers către multiplicatorul electronic. Semnalul video este conţinut în partea de compensare a fasciculului, care, în procesul de descărcare a capacităţii elementare a ţintei, duce la apariţia semnalului de polaritate inversă, obţinut în circuitul de ieşire al tubului după o multiplicare electronică.

Pentru obţinerea unui tub cît mai sensibil este important ca eficienţa efectului fotoelectric al fotocatodei să fie mare, emisia secundară pe suprafaţa ţintei dinspre fotocatodă să fie mare, acumularea sarcinii pe un element al ţintei între două baleieri succesive (perioada de cadru) să fie eficientă, „modulaţia" fasciculului de baleiaj să fie cît mai adîncă* (o parte cît mai importantă a fasciculului să contribuie la formarea semnalului) şi amplificarea multiplicatorului electronic suficientă pentru obţinerea raportului semnal/zgomot dorit. De asemenea, în fiecare etapă de transformare a semnalului, fluctuaţiile statistice care constituie „zgomotul" să fie minime.

Analiza complexă a funcţionării tubului [9] a condus la concluzia că pentru mărirea sensibilităţii lui, este necesar sau să se modifice standardul de baleiaj, sau să i se aducă modificări constructive.

A. *Modificări constructive*

1. Mărind sensibilitatea fotocatodei, coeficientul de emisie secundară a ţintei, şi pătrunderea grilei, sensibilitatea poate fi îmbunătăţită [10] cel mult cu un ordin de mărime.

2. La niveluri mici de iluminare în cazul superorticonului mai există un efect supărător — aşa-numitul „time lag" (pentru descărcarea completă a ţintei sînt necesare cîteva cadre). În aceste condiţii se obţine un raport semnal/zgomot mai bun, cu tuburi care au grila mai depărtată de ţintă (capacitate de acumulare mai mică [11]. La alegerea capacităţii trebuie făcut un compromis între domeniul luminos la care tubul trebuie să funcţioneze şi limitele de contrast pe care le va reproduce. Funcţionarea la nivele luminoase coborîte necesită tub cu capacitate de acumulare mică, dar calitatea imaginii este inferioară celei posibile cu o capacitate a ţintei mare care necesită funcţionare la nivele luminoase mari.

Prin micşorarea capacităţii de acumulare se obţine un grad de modulaţie mai mare, deşi semnalul maxim scade.

Raportul semnal/zgomot [11] poate fi exprimat, în cazul superorticonului, sub forma:

$$\Psi = k \sqrt{i_s M} \qquad (1)$$

* De obicei modulaţia maximă $M_{max} \simeq 30\%$.

unde :

k este o constantă ;

i_s — curentul de semnal ;

$M = \frac{i_s}{i_b}$ (după notaţiile din figura 1)

— gradul de modulaţie a fasciculului.

La tuburile cu multiplicare electronică şi baleiaj cu electroni lenţi, curentul fasciculului nu este utilizat în întregime pentru formarea semnalului, în timp ce la producerea zgomotului ia parte în întregime.

La niveluri mici de iluminare valoarea maximă a curentului de semnal i_s este dată de cantitatea de lumină disponibilă, deci raportul semnal/zgomot se poate îmbunătăţi numai crescînd gradul de modulaţie M (fără să crească „time lag").

Rotow [11, 13] a construit un superorticon de mare sensibilitate care are distanţa grilă-ţintă ~ 4 mm (de 75—100 ori mai mare ca la un tub obişnuit). Tubul funcţionează la niveluri de iluminare a fotocatodei sub 0,001 lucşi.

3. O creştere substanţială a sensibilităţii (cu două ordine de mărime) s-a obţinut făcînd transportul imaginii în mai multe trepte. Înglobînd două etaje intensificatoare electronooptice în secţiunea de transport a imaginii s-a realizat [12] un cîştig suplimentar de 100 (10 pe etaj). O creştere şi mai mare a sensibilităţii prin mărirea numărului de etaje electronooptice nu este posibilă, datorită scăderii rezoluţiei (la două etaje rezoluţia scade la 450 linii ; la iluminări de 10 lucşi se obţin imagini cu rezoluţia de 100 linii).

Noul tub are o funcţionare apropiată de a detectorului ideal în care raportul semnal/zgomot este determinat de fluctuaţiile statistice în procesul de fotoemisie.

B. *Modificarea standardului de baleiaj*

1. Pentru imagini nemişcate (în astronomie, spectroscopie etc.) sensibilitatea poate fi mărită dacă se măreşte durata de acumulare (perioada cadrului sau, cu alte cuvinte, „timpul de expunere").

Măsurări făcute cu LI—17 au arătat că creşterea considerabilă a timpului de expunere (5 ÷ 10 s) nu duce la creşterea proporţională a sensibilităţii tubului. Pentru fiecare tip de tub videocaptor există o mărime limită a timpului de expunere pentru care se obţine sensibilitatea maximă. Aceasta este dată de „memoria" electrodului de acumulare [14].

Memoria este intervalul de timp τ după încetarea evenimentului luminos în care relieful de potenţial pe ţintă scade neglijabil (fig. 2).

Creşterea timpului de expunere T_e pînă la valoarea τ este însoţită de creşterea proporţională a sensibilităţii camerei (asupra valorii sarcinii acumulate acţionează produsul dintre iluminarea E şi timpul de expunere T_e).

Supericonoscopul are memoria cea mai mare. S-a obţinut imagine cu rezoluţie de 600 linii la iluminări de 3.10^{-4} lucşi cu un $T_e = 30$ min.

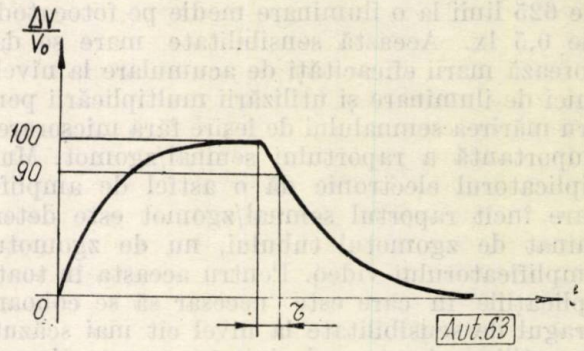


Fig. 2. Caracteristica de timp a ţintei ; τ — memoria tubului.

Memoria superorticonului standard nu depăşeşte o secundă. La scăderea vitezei de baleiaj de 300 ori faţă de standard, raportul semnal/zgomot creşte abia de 2,5 ori [15].

Metoda prezintă interes tehnic deoarece permite simplificarea aparatajului de transmisie datorită reducerii benzii de frecvenţe transmise.

Într-adevăr se ştie că frecvenţa video maximă este proporţională cu frecvenţa cadrelor. Videotelefonul [16] funcţionează cu o bandă de frecvenţe de numai 600 Hz (faţă de 6 MHz în teledifuziune).

2. Metoda măririi expunerii nu se poate utiliza în cazul fenomenelor luminoase slabe de durată mică, întîlnite de exemplu în fizica nucleară. În acest caz prof. T. Tănăsescu a propus la IUCN de la Dubna o altă metodă — creşterea vitezei de baleiaj [17] pornind de la faptul că semnalul video depinde de viteza de baleiaj după legea :

$$i_s = \frac{\Delta q}{\Delta t} = v \cdot \frac{\Delta q}{\Delta h} \qquad (2)$$

în care :

Δq este sarcina acumulată ;

Δh — dimensiunea elementului imaginii ;

v — viteza de baleiaj pe orizontală ;

Δt — durata baleierii unui element al imaginii.

S-ar părea că mărind foarte mult viteza se poate obţine o creştere nelimitată a semnalului. În realitate intervin alţi factori care limitează mărirea semnalului tubului şi creşterea sensibilităţii nu este cea aşteptată. În plus aparatura se complică datorită creşterii frecvenţei video maxime.

3. Influenţa vitezei de baleiaj asupra raportului semnal/zgomot este analizată în literatura de specialitate [18] în scopul reducerii la minimum a contribuţiilor suplimentare de zgo-

mot care provin din procesul de baleiere, la construirea şi funcţionarea tuburilor videocaptoare. Calculele arată că viteza de baleiaj optimă este în general mai scăzută decît cea standard din teledifuziune.

Existenţa multiplicării electronice în tubul videocaptor este justificată în cazul semnalelor mici şi necesităţii unei rezoluţii mari.

În lucrarea [18] nu s-a considerat efectul fiziologic al zgomotului [19—21]. Apariţia acţiunii supărătoare a zgomotului în condiţii identice de observare şi nivel relativ depinde [20] de :

— forma funcţiei densităţii spectrale a zgomotului şi a caracteristicii de frecvenţă rezultante a ochiului şi cinescopului ;

— gama de strălucire a porţiunii de ecran pe care se observă zgomotul ;

— inerţia procesului de observare vizuală, şi constanta de postluminescenţă a luminoforului ecranului cinescopului. (Datorită integrării acţiunii zgomotelor fluctuante observate, imaginea se vede cu un raport semnal/zgomot de circa două ori mai mare ca în realitate.)

C. *Influenţa opticii asupra sensibilităţii camerei*

Din păcate sensibilitatea camerei este mai mică decît a tubului videocaptor, datorită faptului că semnalul luminos este atenuat de cuplajul optic, factorul de transmisie al lentilelor obiectivului fiind subunitar.

La alegerea tipului de obiectiv utilizat într-o aplicaţie dată este necesar să se considere influenţa acestuia asupra sensibilităţii camerei de televiziune avînd în vedere dimensiunile scenei şi profunzimea cîmpului optic de transmis*.

Pentru camera videocaptoare, sensibilitatea este invers proporţională cu iluminarea minimă a obiectului E_{0b}, lux, pentru care pe suprafaţa fotosensibilă S_F, cm^2, a tubului cade fluxul luminos $\Phi_{F\,min}$ lumeni.

Se arată [5] că :

$$E_{0b\,min} = \frac{4 \cdot 10^4}{\rho \cdot T \left(\frac{1}{n}\right)^2 S_F} \Phi_{F\,min} \qquad (3)$$

în care ρ este coeficientul de reflexie al obiectului ;

T — transparenţa obiectivului ;

$\frac{1}{n} = D/f$ — deschiderea relativă a obiectivului.

F_{min} şi S_F sînt mărimi caracteristice tubului videocaptor, T şi $\frac{1}{n}$ caracterizează obiectivul, iar ρ obiectul de televizat.

* Distanţa pe direcţia axei optice în limitele căreia toate punctele spaţiale ale obiectului sînt observate de ochi ca situate în acelaşi plan.

Se arată că la aceeaşi profunzime a cîmpului sensibilitatea camerelor care utilizează diverse tipuri de tuburi videocaptoare este proporţională cu sensibilitatea tubului. La transmiterea obiectelor plane sensibilitatea camerei depinde şi de porţiunea activă a suprafeţei fotosensibile a tubului.

În acest caz se vede că este de preferat să se utilizeze deschideri relative cît mai mari.

La alegerea obiectivului [22] pentru camera de televiziune este necesar să se ia în considerare :

— dimensiunile suprafeţei fotosensibile (la superorticon 2,4×3,2 cm) şi sensibilitatea tubului videocaptor ;

— strălucirea scenei. Creşterea profunzimii cîmpului şi a strălucirii imaginii impune condiţii contradictorii diafragmei lentilei ;

— raportul semnal/zgomot dorit ;

— deschiderea unghiulară a camerei.

Cînd este necesară transmiterea unei scene plane cu sensibilitatea maximă se caută obiectivul cu distanţa focală minimă şi deschidere maximă care poate fi utilizat.

Distanţa focală este determinată de deschiderea unghiulară corespunzătoare cîmpului care trebuie acoperit. Din formula lentilelor (fig. 3) :

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{p} + \frac{1}{p'} ; \qquad (4)$$

şi relaţia :

$$\frac{0}{I} = \frac{p}{p'} \qquad (5)$$

rezultă :

$$f = \frac{p}{\frac{0}{I} + 1} \simeq \frac{I}{2} \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2} . \qquad (6)$$

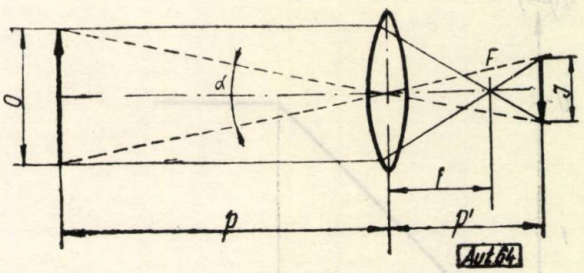


Fig. 3. Captarea imaginii cu ajutorul obiectivului.

Pentru LI-17 în plan orizontal $I = 32$ mm, deci $f = 16 \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2}$. Valoarea obişnuită a unghiului α este de $18 \div 36°$. Distanţele focale şi deschiderile relative maxime ale obiectivelor sînt standardizate. Exemplu de obiective sovietice : 19/1,8 ; 50/2 ; 85/1,5 ; 100/2,5 ; 133/2,8 ; 200/4*.

* Cifra de la numărător indică distanţa focală, în milimetri, iar cea de la numitor raportul f/D (inversul deschiderii relative).

La centrul de televiziune din Moscova s-au construit obiective speciale pentru camere de televiziune [23], acromatizate pentru lumină cu $\lambda = 434 \div 590$ mμ (pentru care sensibilitatea aparatului de televiziune este maximă).

Alegerea regimului luminos al tubului videocaptor

În cazul în care scena de televizat poate fi suficient iluminată, pentru alegerea regimului luminos optim al tubului, operatorul trebuie să regleze diafragma obiectivului la una din seria valorilor standardizate : 1 ; 1,4 ; 2 ; 2,9 ; 4 ;5,6 ; 8 ; 11 ; 16 sau 3,5 ; 4,5 ; 6,3 ; 9 ; 12,5 ; 18 ; 25.

În teledifuziune inginerul de lumină dispune de aparatura adecvată controlului nivelului luminos. Operatorul instalației de televiziune industrială poate determina „expunerea" camerei de sensibilitate dată, cu ajutorul exponometrelor bine cunoscute. Pentru a putea utiliza aceste exponometre este necesar să se determine „indicele standard de expunere al camerei de televiziune-similar celui folosit pentru filmele fotografice [24].

Sensibilitatea filmului (indicată în indici ASA sau DIN) definește expunerea necesară pentru filmul dat (produsul dintre iluminare și timp de expunere).

La tubul videocaptor care utilizează fenomenul acumulării sarcinilor electrice, cantitatea de sarcină în fiecare punct al țintei este proporțională cu produsul dintre intensitatea luminoasă și timpul de expunere. Timpul de expunere este dat și se poate modifica numai modificînd standardul de televiziune sau întrerupînd periodic lumina.

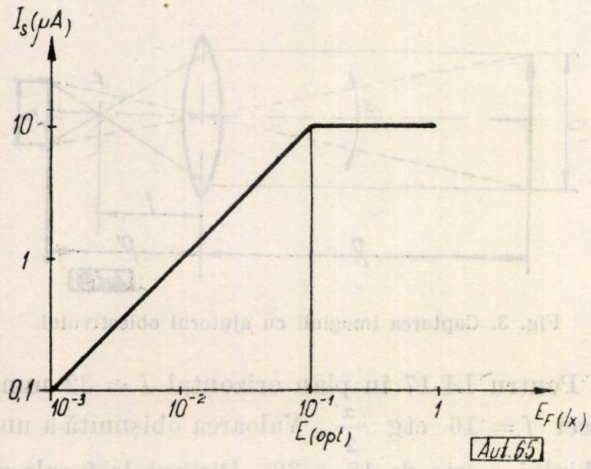


Fig. 4. O caracteristică „lumină-semnal" a unui superorticon.

Pentru performanțe optime, se recomandă ca punctul de funcționare a superorticonului să fie situat la cotul caracteristicii lumină-curent (fig. 4).

Pentru a stabili o corespondență între iluminare și indicele de expunere trebuie observat cum este definit acesta în cazul filmelor fotografice.

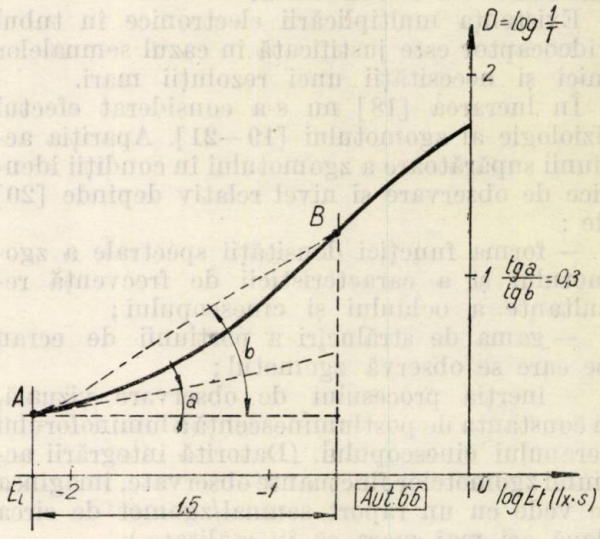


Fig. 5. Definirea indicelui de expunere pe caracteristica D-log E al unui material fotografic.

Se consideră caracteristica filmului $D = f(\log E)$, unde D este densitatea înnegririi (fig. 5).

Pe această curbă expunerea E_i este definită de standardul ASA ca valoarea corespunzătoare punctului A în care panta curbei (tga) este 0,3 din media dintre panta din acest punct și panta din punctul B deplasat față de A printr-un interval logaritmic al expunerii de 1,5. Indicele ASA al expunerii filmului este numeric egal cu $1/4E_i$, E_i exprimîndu-se în lx · s.

Iluminarea maximă a scenei, necesară unei corecte reproduceri pe film, este de aproximativ 125 ori mai mare decît cea corespunzătoare punctului E_i, deci :

$$\text{indicele ASA} = \frac{1}{4E_i} = \frac{125}{4E_{max}} = \frac{31,2}{E_{max}} \quad (7)$$

$$\text{În televiziune expunerea } E_{max} = I_t \cdot T_k \quad (8)$$

în care : I_t este iluminarea la cotul caracteristicii lumină-curent a tubului, lux ;

T_k — durata cadrului, secunde.

Deci, pentru un tub videocaptor

$$\text{indicele ASA} = \frac{31,2}{I_t T_k} \quad (9)$$

După alegerea T_k, această relație poate fi reprezentată grafic astfel încît indicele pentru un tub dat se determină imediat, fără a mai fi necesar să se facă calcule. Trecerea la indicele DIN sau GOST se poate face ușor folosind tabele de echivalență [25].

În cazul superorticonului 5820 indicele ASA este 17 400. Se vede şi de aici că sensibilitatea camerelor de televiziune cu superorticon este mai mare decît a filmelor fotografice. (Se ştie că filmul din comerţ considerat sensibil are 21° DIN sau 100 ASA.).

Utilizarea instalaţiilor de televiziune în astronomie se bazează pe faptul că eficienţa cuantică a catodelor fotoemisive este mare [26] (aproximativ 1 fotoelectron pentru 10 fotoni), în timp ce o granulă de material fotografic se înnegreşte în medie pentru 1 000 fotoni cu o densitate de circa 0,8. Şi în cercetările de fizică nucleară performanţele oferite de televiziune întrec pe ale filmului fotografic. Experienţe făcute la Dubna de către colectivul condus de prof. T. Tănăsescu au arătat că în televiziune se poate lucra cu niveluri luminoase de 16 ori mai coborîte decît nivelul luminos necesar obţinerii unei densităţi de 63% pe cel mai sensibil film fotografic [17].

Descrierea unei instalaţii de televiziune în circuit închis construită în ţară

Instalaţia de televiziune în circuit închis construită în laboratorul de electronică nucleară al I.F.A. este destinată vizualizării şi fotografierii fenomenelor luminoase care au loc în prezenţa unor cîmpuri de radiaţii. Ea este construită din două unităţi principale: camera videocaptoare (fig. 6 *a*) şi monitorul de control (fig. 6 *b*).

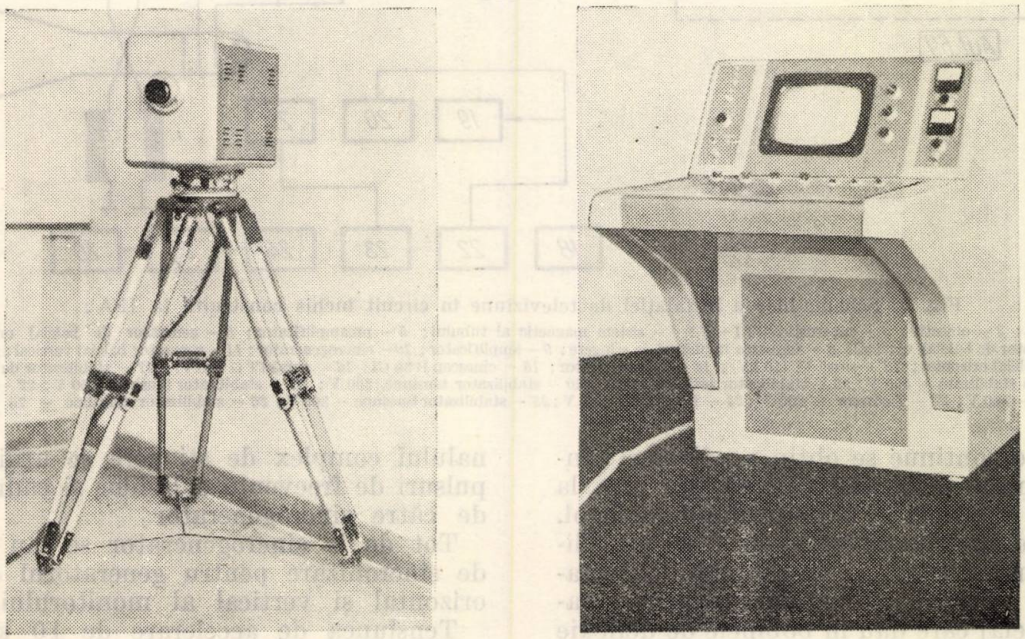
Legătura între cameră şi monitor se face prin cablu de 50 m lungime (la nevoie poate fi prelungit).

În cameră sînt montate: superorticonul LI-17 (de construcţie sovietică) cu sistemul său magnetic, preamplificatorul, generatoarele de baleiaj pentru cadre şi linii şi circuitele de mixaj pentru obţinerea semnalului complex de stingere.

Monitorul de control cuprinde: amplificatorul video, cinescopul cu focalizare electrostatică şi deflexie magnetică B30G1, generatoarele de baleiaj, sincrogeneratorul, fotocomutatorul (dispozitiv utilizat pentru fotografierea unui singur cadru complet al imaginii) sursa de 1 500 V pentru cameră şi cinescop, stabilizator de curent pentru bobina de focalizare a superorticonului, patru stabilizatori de tensiune şi redresori pentru alimentarea instalaţiei.

Obiectivul montat la cameră este de tip Biotar 58/2. Montura existentă permite fixarea şi a altor obiective avînd filete standardizate. La cameră se aplică prin cablu: impulsuri pozitive de sincronizare a generatoarelor de baleiaj cu frecvenţa liniilor şi cadrelor, tensiune stabilizată de 300 V, pentru circuitele anodice şi de ecran, tensiuni de alimentare pentru electrozii superorticonului (+ 1 500 V; — 450 V; — 75 V), curent stabilizat (75 mA) pentru bobinele de focalizare, tensiuni alternative (50 Hz) pentru filamente şi înfăşurarea de încălzire a ţintei tubului videocaptor. Tensiunea a patru dintre electrozii tubului videocaptor (grilă, electrod de frînare, cilindru multiplicator şi electrod de focalizare) se reglează de la distanţă (la pupitrul monitorului de control video).

Rezoluţia sistemului este de 300 de linii cu baleiaj progresiv sau 625 cu baleiaj între-



a) *b)*

Fig. 6. Instalaţia de televiziune în circuit închis construită la IFA: *a* — cameră; *b* — monitor.

ţesut. Frecvenţa de repetiţie a cadrelor este de 50 Hz sincronizată cu reţeaua.

Pentru fotografierea imaginilor de pe ecranul cinescopului instalaţia are o anexă specială care permite să se folosească un dispozitiv de înregistrare foto a oscilogramelor. Expunerea unui cadru complet este comandată electronic sincron cu declanşarea aparatului fotografic.

Puterea consumată de la reţea este sub 700 VA

Schema-bloc

Imaginea luminoasă de transmis este focalizată pe fotocatoda tubului videocaptor cu ajutorul obiectivului. Regimul electric şi termic corect, de funcţionare a superorticonului este asigurat de tensiunile continue aplicate pe electrozii săi şi curenţii care circulă prin bobinele sistemului său magnetic.

de circa 300 mV înainte de trimiterea lui prin cablu la monitor. Funcţiunea aceasta o îndeplineşte preamplificatorul care avînd o caracteristică a cîştigului funcţie de frecvenţa ridicătoare la frecvenţe înalte, compensează caracteristica descrescătoare dată de rezistenţa de sarcină în paralel cu capacităţile parazite. Cablul coaxial RK-49 serveşte transmiterii semnalului video la monitor. Tensiunile de alimentare sînt trimise la cameră printr-un cablu ecranat cu 12 conductoare, un cablu multifilar cu patru conductoare şi un cablu de înaltă tensiune pentru 1 500 V.

La monitor semnalul video este amplificat pînă la valoarea necesară obţinerii contrastului dorit pe ecranul cinescopului. Tot în amplificatorul video se realizează şi mixarea semnalului cu impulsurile de stingere a spotului pe durata cursei inverse. Pentru formarea sem-

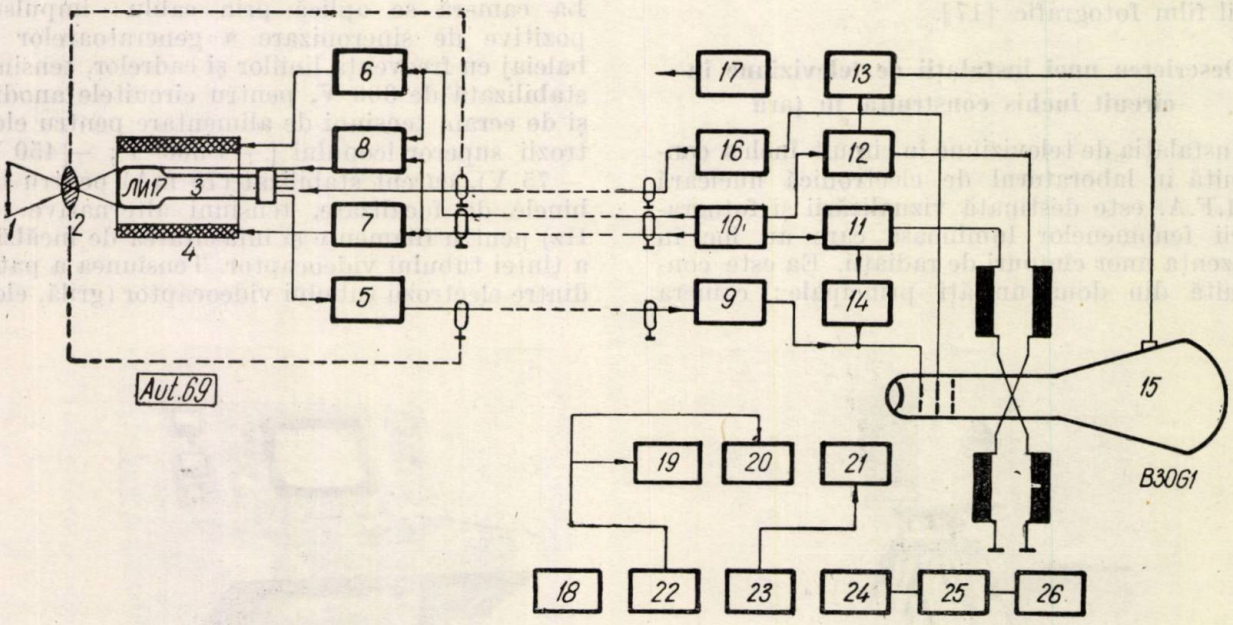


Fig. 7. Schema-bloc a instalaţiei de televiziune în circuit închis construită la IFA:
1 – obiect; *2* – obiectiv; *3* – superorticon LI–17; *4* – sistem magnetic al tubului; *5* – preamplificator; *6* – generator de baleiaj orizontal; *7* – generator de baleiaj vertical; *8* – formator impulsuri de stingere; *9* – amplificator; *10* – sincrogenerator; *11* – generator baleiaj vertical; *12* – generator baleiaj orizontal; *13* – sursă IT (10 kV); *14* – fotocomutator; *15* – cinescop B 30 Gl; *16* – sursă IT (1 500 V); *17* – stabilizator de curent; *18* – sursă stabilizată – 450 V; *19* – stabilizator tensiune 300 V; *20* – stabilizator tensiune, 300 V; *21* – stabilizator tensiune. 150 V; *22* – Redresor – 360 V; *23* – Redresor – 230 V; *24* – Redresor – 300 V; *25* – stabilizator tensiune – 200 V; *26* – stabilizator tensiune – 75 V.

Tensiunile continue se obţin pe divizori dintre care o parte se află în cameră, iar alta la pupitrul de comandă al monitorului de control.

Semnalele de sincronizare cu frecvenţa liniilor şi cadrelor, trimise prin cablul bifilar ecranat RD-13 comandă funcţionarea generatoarelor de baleiaj care dau în bobinele de deflexie curenţi în dinte de ferăstrău. Tot în cameră se formează semnalul complex de stingere aplicat grilei-ţintă, prin mixarea şi inversarea semnului impulsurilor de sincronizare trimise prin cablu de la sincrogenerator.

Semnalul video de amplitudine relativ mică obţinut pe rezistenţa de sarcină (20 kΩ) a superorticonului se amplifică pînă la un nivel

nalului complex de stingere se utilizează impulsuri de frecvenţă a liniilor şi cadrelor, date de către sincrogenerator.

Tot de la sincrogenerator se iau impulsuri de sincronizare pentru generatorul de baleiaj orizontal şi vertical al monitorului.

Tensiunea de accelerare de 10 kV pentru cinescop se obţine prin redresarea impulsurilor care apar pe durata cursei inverse în înfăşurarea transformatorului de ieşire al generatorului de baleiaj orizontal.

Tensiunea înaltă necesară sistemului electrostatic de focalizare al cinescopului (1 200 V) şi tensiunea care alimentează divizorul multiplicatorului (1 500 V) se obţin prin redresarea

oscilaţiilor amorsate prin şoc într-un amplificator de putere excitat de un oscilator blocat lucrînd pe o frecvenţă apropiată de frecvenţa liniilor.

Pentru a obţine un cîmp luminos uniform la fotografierea imaginilor în mişcare şi a nu da loc la supraexpuneri pe anumite porţiuni (datorite caracterului progresiv în care se sintetizează imaginea de televiziune de pe ecranul cinescopului) este necesar să se expună un număr întreg de cadre ale imaginii (de obicei unul sau două). Utilizarea fotocomutatorului rezolvă problema.

Acesta face să se expună unul sau două cadre complete ale imaginii, şi anume primele care apar după declanşarea obturatorului aparatului de fotografiat. Semnalele de început şi sfîrşit al expunerii sînt furnizate de către generatorul de baleiaj vertical.

Tensiunea de comandă a expunerii dată de fotocomutator se aplică grilei cinescopului.

Tot la monitorul de control sînt înglobate şi sursele de alimentare a instalaţiei: stabilizatorul de curent pentru bobinele de focalizare şi corecţie ale superorticonului, doi stabilizatori de tensiune de 300 V şi unul de 150 V, o sursă stabilizată de 450 V şi alta de 200 V şi 75 V, precum şi redresoarele respective. Tensiunile continue de alimentare pot fi pe rînd măsurate cu un voltmetru de pe panou; de asemenea, un miliampermetru indică în permanenţă valoarea curentului stabilizat.

Deoarece camera lucrează în cîmpuri de radiaţii (operatorul neputînd sta lîngă ea în timpul funcţionării), reglajele curente ale regimului electric al superorticonului se fac de la pupitrul de comandă al monitorului de control. Tot din acest motiv camera n-a mai fost prevăzută cu vizor electronic, aşa cum se obişnuieşte în radioteleviziune pentru a permite reglajul corect al regimului tubului în timpul captării imaginii.

În interiorul pupitrului rabatabil al monitorului există un panou de comandă de la care se pot întrerupe tensiunile de alimentare ale diverselor subunităţi ale aparatului. Aceasta uşurează operaţia de reglaj sau depanare.

Altă particularitate constructivă care uşurează depanarea este aceea că: diverse subunităţi sînt montate pe cutii uşor detaşabile, iar cutia monitorului şi şasiele camerei sînt rabatabile.

Tipurile de circuite utilizate în instalaţie sînt cele „clasice" [27, 28, 29, 30] şi de aceea nu se va insista asupra lor. Prezintă un interes special sincrogeneratorul şi fotocomutatorul — elemente mai puţin comune ale instalaţiei.

Sincrogeneratorul

Necesitatea sincronizării baleiajului la recepţie cu cel făcut la emisie este evidentă; ea reprezintă condiţia necesară (dar nu suficientă) reproducerii geometriei imaginii transmise. Consecinţele desincronizării (ieşirii din sincronism) sînt bine cunoscute de către toţi telespectatorii. Pentru aceasta în instalaţia de televiziune problemei sincronizării i se acordă o deosebită importanţă. Semnalul complex radio modulat de videoimpulsuri radiat în „eter" conţine şi semnale de sincronizare, care sînt utilizate la recepţie după o prelucrare corespunzătoare.

Sincrogeneratorul staţiei de radioteleviziune este o instalaţie complicată de mari proporţii. Este de la sine înţeles că o astfel de instalaţie nu este cazul să fie utilizată în sistemele de televiziune aplicată; printre altele, acestea trebuie să fie de greutate şi dimensiuni mici şi să se prevadă posibilitatea deservirii lor de către un personal cu calificare redusă.

Rezultă că la construirea instalaţiei de televiziune în circuit închis se pune problema găsirii unui sincrogenerator de construcţie cît mai simplă. În cazul baleiajului progresiv soluţia este simplă, deoarece nu este necesar să existe nici o relaţie riguros constantă între frecvenţa sau faza baleiajului pe orizontală şi verticală, deci căile de sincronizare pentru linii şi cadre pot lucra independent. Generatorul de baleiaj vertical este sincronizat pe frecvenţa reţelei (pentru a reduce efectul perturbator al brumului provenit din reţea), iar frecvenţa liniilor este dată de un oscilator blocat.

Dacă este necesară o rezoluţie foarte bună, trebuie să se utilizeze metoda baleiajului întreţesut şi în acest caz un cadru complet al imaginii este format din două semicadre, fiecare conţinînd un număr întreg $+\frac{1}{2}$ linii, astfel ca primul să conţină liniile impare, iar al doilea pe cele pare. În cazul în care numărul de linii trebuie păstrat constant, este necesar să se păstreze riguros constant raportul dintre frecvenţa liniilor şi a cadrelor (şi se utilizează metoda complicată din teledifuziune). Dacă nu este necesară constanţa numărului de linii, rastrul întreţesut poate fi obţinut cu mijloace mai simple — este suficient să se păstreze constant defazajul $\left(\text{de } \frac{1}{2} \text{ din durata unei linii plus un semicadru între liniile pare şi impare}\right)$, [31].

Schema-bloc a sincrogeneratorului instalaţiei de televiziune în circuit închis construită la IFA, care lucrează după acest principiu (în cazul baleiajului întreţesut) este dată în figura 8.

Impulsurile cu frecvenţa de repetiţie dată de frecvenţa reţelei formate de către monostabil comandă oscilatorul excitat prin şoc al cărui circuit lucrează pe frecvenţa de 15 625 Hz pentru a obţine 625 linii întreţesute.

Din secundarul transformatorului oscilatorului se iau două tensiuni în antifază care se aplică celor două porți alternativ deschise și închise de către bistabilul comandat de către același impuls (de început de semicadru).

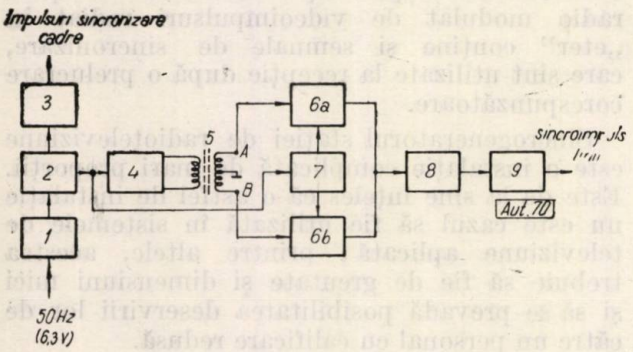


Fig. 8. Schema-bloc a sincrogeneratorului :
1 — circuit Schmidt ; *2* — monostabil ; *3* — repetor catodic ; *4* — oscilator excitat prin șoc ; *5* — transformator cu ieșire simetrică ; *6* — poartă ; *7* — bistabil ; *8* — monostabil ; *9* — repetor catodic.

După cum se vede din figura 9, la ieșirea celor două porți se obțin impulsuri cu frecvența liniilor care în fiecare semicadru sînt decalate de cele din semicadrul precedent cu un număr întreg de semiperioade, datorită faptului că

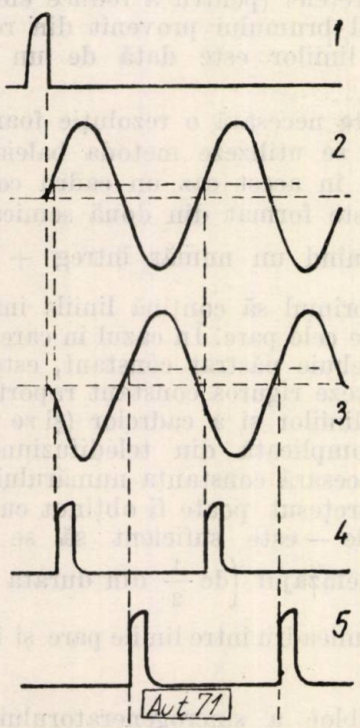


Fig. 9. Forme de undă la sincrogenerator :
1 — impuls de comandă de semicadru ; *2* — tensiunea în punctul *A* ; *3* — tensiunea în punctul *B* ; *4* — sincroimpuls linie în primul semicadru ; *5* — sincroimpuls linie în al doilea semicadru.

pe durata semicadrelor impare bistabilul deschide poarta *a* și închide poarta *b*, iar pe durata semicadrelor pare deschide poarta *b* și închide poarta *a*.

În felul acesta primul impuls din semicadrul I marchează începutul baleierii primei linii, iar primul impuls din semicadrul II decalat în timp cu $\frac{1}{50}\text{s} + \frac{T_l}{2}$, declanșează baleierea liniei a 2-a (intercalată între primele două linii succesive ale semicadrului I). Această intercalare se poate vedea pe fotografia unei porțiuni a rastrului (fig. 10).

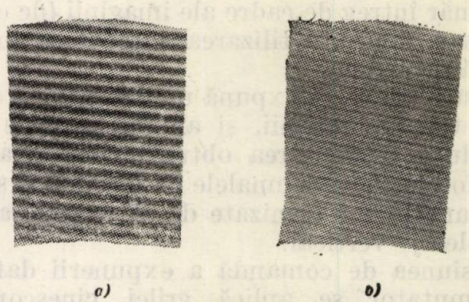


Fig. 10. Porțiunea mărită din rastrul cinescopului :
a — baleiaj progresiv ; *b* — baleiaj întrețesut.

Fotografia a fost făcută utilizînd fotocomutatorul descris în continuare.

Fotografierea imaginilor de pe ecranul cinescopului

Fotografierea imaginilor de pe ecranul cinescopului ridică probleme legate de specificul imaginii de televiziune. Există o serie de factori care trebuie luați în considerare, ca : intensitatea și durata luminescenței tubului, caracteristica spectrală a emitanței ecranului cinescopului și sensibilitatea spectrală a filmului etc. Obiectivul aparatului fotografic trebuie să aibă deschidere relativă mare și distanță focală mică.

Caracteristica spectrală a emitanței ecranului trebuie să aibă maximul în domeniul lungi-

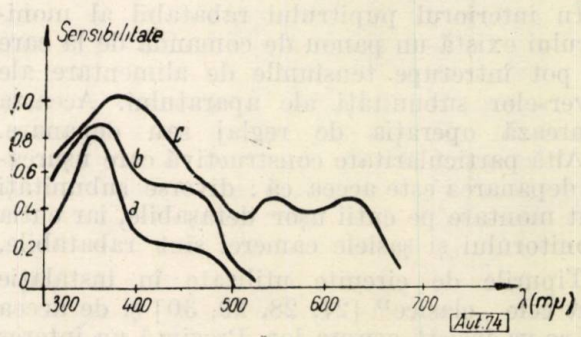


Fig. 11. Caracteristica sensibilității spectrale (relative) a materialelor fotografice :
a — material nesensibilizat ; *b* — film ortocromatic ; *c* — film pancromatic.

milor de undă în care sensibilitatea filmului este maximă. Se utilizează de obicei ecran de culoare albastră, astfel încît să se poată utiliza și film ortocromatic (fig.11).

Totuşi este de preferat un film pancromatic obişnuit, de sensibilitate bună (de exemplu isopan ISS 21° DIN).

S-a verificat experimental [32] că expunerea fotografică depinde de :

— timpul de expunere (T_e);

— curentul fasciculului de baleiaj al cinescopului (i_e);

— tensiunea de accelerare a cinescopului (u_a);

— deschiderea relativă a obiectivului $\left(\frac{1}{n}\right)$;

— suprafaţa rastrului (A_r).

Relaţia dintre densitatea $\left(D = \log \frac{1}{T};\ T = \right.$ $\left. = \text{transparenţa}\right)$ negativului şi aceste mărimi este :

$$D = k_1 \log \frac{T_e i_f u_a \left(\frac{1}{n}\right)^2}{A_r} + k_2, \qquad (10)$$

k_1 şi k_2 fiind nişte constante.

Practic, în cazul unei instalaţii date, pentru fotografiere se poate acţiona comod asupra următorilor parametri : $\frac{1}{n}$, i_e, T_e.

Deschiderea relativă a obiectivului $\left(\frac{1}{n}\right)$ se reglează cu ajutorul diafragmei, curentul fasciculului de baleiaj al cinescopului (i_e) se reglează din butonul „luminozitate" al monitorului.

În privinţa timpului de expunere T_e, situaţia este puţin mai complicată, întrucît în practică se întîlnesc două cazuri de tip diferit. În unele cazuri imaginea de fotografiat este nemişcată. Problema este simplă — se poate lucra cu timp de expunere mare (în aşa fel încît expunerea să nu se modifice substanţial de la un cadru la altul).

Dacă, însă, imaginea de fotografiat este în mişcare, este necesar să se lucreze cu timp de expunere scurt — comparabil cu durata unui cadru al imaginii şi atunci o porţiune a imaginii poate fi supraexpusă sau subexpusă. Se ştie că liniile în imagine, la recepţie, apar succesiv; ochiul percepe ansamblul lor datorită inerţiei sale. Pelicula foto nu mai are această inerţie. Dacă timpul în care obturatorul aparatului este deschis (timpul de expunere) este puţin mai mare decît durata unui cadru, atunci primele cîteva linii ale imaginii care au apărut imediat după deschiderea obturatorului vor apare cu o expunere dublă în comparaţie cu restul, deoarece ele s-au mai expus o dată (în cadrul următor) înainte de închiderea obturatorului.

De obicei, aparatele fotografice simple folosite pentru fotografierea de pe ecranul cinescopului au obturator cu perdea. La expuneri mici aceste aparate trebuie astfel utilizate încît în timpul captării imaginii perdeaua obturatorului să fie paralelă cu liniile de baleiaj şi să înainteze în acelaşi sens cu sensul baleiajului pe verticală.

Pentru a nu exista efectul supărător de supraexpunere este necesar să se poată expune un singur cadru. În cele ce urmează se va descrie sumar fotocomutatorul care asigură realizarea acestui deziderat [33].

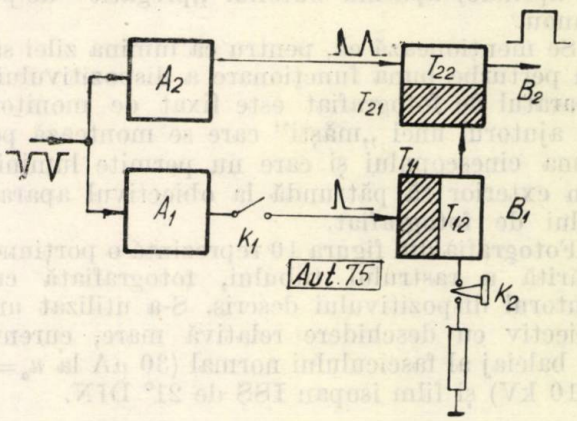


Fig. 12. Schema-bloc a fotocomutatorului : A_1 şi A_2 — amplificatoare ; B_1 şi B_2 — bistabili.

Cînd fotocomutatorul este pus în funcţiune, imaginea pe cinescop este „tăiată" datorită negativării aplicate pe grila de comandă a fasciculului. În momentul deschiderii obturatorului aparatului fotografic (se ia un timp de expunere mai mare ca durata unui cadru) se închide întreruptorul k_1 (fig. 12) şi în aceste condiţii la ieşirea dispozitivului se formează un impuls pozitiv care aplicat grilei cinescopului face să apară pe ecran un singur cadru al imaginii.

Funcţionarea fotocomutatorului poate fi urmărită pe schema-bloc din figura 12. Impulsurile negative luate de la generatorul de baleiaj vertical al monitorului se aplică amplificatoarelor A_1 şi A_2. Bistabilul B_2 realizat cu tuburile T_{21} şi T_{22} este astfel adus în starea în care T_{22} conduce (deci tensiunea pe anoda sa este scăzută), iar T_{21} este blocat. Înainte de fotografiere se aduce bistabilul B_1 în starea în care T_{11} este blocat, iar T_{12} conduce, întrerupînd pentru un timp scurt contactul k_2 (butonul „Pregătit" de pe panou).

La declanşarea obturatorului aparatului fotografic se închide întreruptorul k_1 şi primul impuls pozitiv (de început de cadru) care vine produce bascularea bistabilului B_1 şi a bistabilului B_2. La ieşirea dispozitivului (anoda T_{22}) apare o tensiune pozitivă care aplicată grilei cinescopului face să apară imaginea pe ecran, şi obturatorul fiind deschis ea se înregistrează pe film.

Al doilea impuls (începutul cadrului următor) găseşte calea *I* închisă (T_{11} conduce, deci nu este sensibil la impulsul pozitiv aplicat pe grila sa),

dar pe calea *11* readuce bistabilul B_2 în starea inițială, marcînd astfel sfîrșitul impulsului pozitiv aplicat cinescopului, și imaginea de pe ecran „dispare". La închiderea obturatorului, k_1 se deschide (k_1 este întreruptorul aparatului de fotografiat destinat comenzii fulgerului electronic). Pentru o nouă fotografiere se readuce B_1 la starea inițială (becul cu neon de pe panou se aprinde) apăsînd butonul „pregătit" de pe panou.

Se menționează că, pentru ca lumina zilei să nu perturbe buna funcționare a dispozitivului, aparatul de fotografiat este fixat de monitor cu ajutorul unei „măști" care se montează pe rama cinescopului și care nu permite luminii din exterior să pătrundă la obiectivul aparatului de fotografiat.

Fotografia din figura 10 reprezintă o porțiune mărită a rastrului tubului, fotografiată cu ajutorul dispozitivului descris. S-a utilizat un obiectiv cu deschidere relativă mare, curent de baleiaj al fasciculului normal (30 μA la u_a = =10 kV) și film isopan ISS de 21° DIN.

Concluzii

Superorticonul este cel mai sensibil dintre tuburile videocaptoare utilizate pe scară largă în tehnica televiziunii (cu un ordin de mărime mai sensibil decît filmul fotografic).

Sensibilitatea camerei de captat imagini în televiziune este determinată de sensibilitatea tubului videocaptor și a sistemului optic utilizat.

Sensibilitatea tubului poate fi îmbunătățită prin :

— modificări constructive (mărirea distanței grilă-țintă, înglobarea a două etaje intensificatoare electrono-optice);

— modificarea standardului de baleiaj (creșterea „expunerii" în cazul imaginilor nemișcate — prin micșorarea frecvenței cadrelor sau creșterea vitezei de baleiaj pe linii, în cazul fenomenelor luminoase slabe de durată mică).

Pentru ca sensibilitatea camerei să se apropie cît mai mult de a tubului videocaptor, obiectivul utilizat trebuie să aibă deschidere relativă cît mai mare. Această cerință poate fi ușor îndeplinită în cazul imaginilor plane, dar este opusă cerinței reproducerii scenelor spațiale cu profunzime mare a cîmpului vizual.

Pentru determinarea comodă a regimului luminos în cazul instalațiilor de televiziune industrială se pot utiliza exponometre foto dacă în prealabil se determină „indicele standard de expunere al camerei de televiziune".

În Laboratorul de electronică nucleară al IFA s-a construit o instalație de televiziune în circuit închis, avînd camera echipată cu superorticonul sovietic LI-17, destinată vizualizării fenomenelor luminoase care au loc în cîmpuri de radiații. În prezent, instalația lucrează la ciclotron. Ea poate funcționa atît cu baleiaj progresiv, cît și întrețesut (standardul de baleiaj OIR) avînd un sincrogenerator de construcție simplă. De asemenea, imaginile de pe ecranul cinescopului pot fi fotografiate utilizînd un dispozitiv („fotocomutator") care permite fotografierea unui singur cadru complet al imaginii.

Autorul exprimă pe această cale mulțumiri tuturor colaboratorilor care au contribuit la realizarea instalației și în special tov. Cucoș Mihai, muncitor în atelierul mecanic de secție și tov. Enache Gheorghe, radiotehnician. De asemenea, mulțumește în mod special tov. ing. N. Vîlcov, candidat în științe tehnice, care în calitate de șef de laborator s-a îngrijit îndeaproape de realizarea lucrării și utilizarea sa la ciclotron, dînd indicații prețioase de care s-a ținut seamă la construire și exploatare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Zworykin, V. K., Ramberg, E. G. și Flory, L. E. *Television in science and industry.* New York, John Wiley and sons, 1958.

[2] *Dispetcerskie televizionnie ustanovki.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 4, 1962, p. 70—73.

[3] Leviț, A. B. *Televizionnaia tehnika f sistemah avtomaticeskovo upravlenia proizvodstvennimi protesami.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 1, 1962, p. 22—31.

[4] Tănăsescu, T., Vîlcov, N., Vîlcov, L., Răileanu, I. și Grib, V. N. *About the possibility to realise a scintillation camera.* Preprint I.U.C.N.-Dubna, 1959.

[5] Gurevici, S. B. și Gamburg, R. A.; *Ciuvstvuvitelnosti televizionnih peredaiuşcih kamer.* În Tehnika Kino i Televidenia, iunie 1959, p. 1.

[6] Gamburg, R. A. *Peredaiuşcie televizionnie camerî.* În : Elektrosviazi, nr. 1, 1959, p. 44.

[7] Gurevici, S. B. *Fiziceskie protesî v peredaiuşcih televizionnih trubkah.* Moscova, Fizmatghiz, 1958.

[8] Gherus, V. L. *Obrazovanie videosignala f televizionnih peredaiuşcih trubkah s razlojeniem pucikom medlenih elektronov.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 4, 1958 p. 12.

[9] Malahov, I. K. și Hromov L. I. *Novoe v razrabotkah prikladnovo televidenia.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 4, 1959, p. 75—82.

[10] Malahov, I. K. și Krusser, B. V. *Harakteristiki peredaiuşcih televizionih trubok s dvustoronnei mişeniu.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 6, 1958, p. 37—46.

[11] Rotow, A. A *Image orthicon for pickup at low light* levels. În : IRE Convention Record, 1956, part. 3, p. 41.

[12] Morton, G. A. și Ruedy, J. E. *The low light level performance of the intensifier orthicon.* În : Advances in Electronics, vol. XII, 1960, p. 183—193.

[13] Rotow, A. A. *Image orthicon for pickup at low light levels.* În : RCA Review, nr. 3, 1956, p. 425.

[14] Valik, I. L. și Hromov, L. I. *O vozmojnosti primenenia peredaiuşcih televizionnih trubok dlia obnarujeniia slabih opticeskih izobrajenii.* În : J.T.F., nr. 7, 1959, p. 881—884.

[15] Valik, I. L. și Hromov, L. I. *O ciuvstvuvitelnosti peredaiuşcih kamer uzkopolsnih malokadrovih televizionnih sistem.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 5, 1959, p. 52.

[16] Valik, L. I. și Hromov, L. I. *Uzkopolosnie malokadrovie televizionie sistemî.* In : Tehnica Kino i Televidenia, nr. 12, 1958, p. 20.

[17] Tănăsescu, T. *Superortikon usiliteli izobrajenia s visokoi ciuvstvuvitelnostiv.* Preprint. P-445 IUCN, Dubna, 1959.

[18] Theile, R. *On the signal — to — noise in TV storage tubes Advances in Electronics*, vol. XII, p. 227—290.
[19] Crasilnikov, N. N. *Vîcislenie vidimoi pomehi v televidenii.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 4, 1959, p. 27.
[20] Krivoşeev, M. I. *Ucet osobenostei vizualnovo vospriatia fluctuaţionîh pomeh pri ih izmerenia f videosignalah.* În: Tehnika Kino i Televidenia nr. 12, 1958, p. 10.
[21] Gurevici, S. B. şi Sokolov, V. I. *O vlianii şumov na cetkosti televizionovo izobrajenia.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 8, 1960, p. 23.
[22] De Vore, V. B. şi Ho Iams. *Some factors affecting the choice of lenses for TV cameras* — PIRE, august, 1940, p. 369.
[23] Malţev, L. D. *Obiektivî dlia televidenia.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 4, 1958, p. 59—61.
[24] Neuhauser, R. G. *Sensitivity and motion capturing ability of TV camera tubes.* În : J.S.M.P.T.E., nr. 7, 1959, p. 455—461.
[25] Dickson, J. H. *Laboratory instruments.* London, Chapman and Hall—1951.
[26] Me Gee, J. D. *Television in the service of science.* În : Journal of the Television society, nr. 2, 1956, p. 47.
[27] Bubulac, M. *Bazele televiziunii.* Bucureşti, Editura tehnică, 1958.
[28] Varbanski, A. M. *Televizionnaia tehnika.* Moscova, Gosenergoizdat, 1959.
[29] Chinn, H. *Television broadcasting.* New York, Mc Graw Hill, 1953.
[30] Fink, D. G. *Television Engineering Handbook,* New York, Mc Graw Hill, 1957.
[31] Ghirghenson, E. K. *O formirovanii impulsov cerestrocinoi razverlki v ustanovkah promîşlennovo televidenia.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 3, 1957, p.54.
[32] Fink, D. G. *Photographic analysis of TV images.* In : Electronics, august, 1941, p. 24.
[33] Hromoi, B. P. *Elektronti kliuci dlia fotografirovania s ekrana kineskopa.* În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 5, 1960, p. 71.

Ing. D. NESTORESCU

Metoda grafo-analitică de determinare a caracteristicilor de frecvenţă ale unui element folosind metodele analizei proceselor stohastice

După cum se ştie, în prezent nu se poate admite o analiză sau o sinteză a unui sistem automat, fără a se cunoaşte caracteristicile de frecvenţă ale dispozitivelor sau ale instalaţiilor care compun sistemul.

Metodele clasice de ridicare a acestor caracteristici aveau nevoie de un generator de foarte joasă frecvenţă, care să poată da semnale sinusoidale de natură fizică diferită (electrice, pneumatice, hidraulice etc.), pentru a putea acţiona la intrările diferitelor dispozitive.

De asemenea este necesar a avea şi un dispozitiv de înregistrare a mărimii de ieşire, uneori de construcţie specială. Inconvenientul principal este acela că pentru a putea ridica caracteristicile de frecvenţă, este necesar a se scoate dispozitivul sau instalaţia din procesul tehnologic în circuitul căruia este în mod normal integrată.

Din această cauză, în ultimul timp s-au răspîndit tot mai mult metodele statistice de ridicare a caracteristicilor de frecvenţă. Aceste metode se bazează pe calculul caracteristicilor de frecvenţă, pe baza variaţiilor stohastice ale mărimilor de intrare şi ieşire a dispozitivului căruia dorim să-i aflăm caracteristicile de frecvenţă, variaţie ce se obţine în procesul tehnologic, în care este integrat dispozitivul.

Avantajul acestei metode este deci acela că nu este necesar să întrerupem procesul tehnologic, pentru a putea ridica caracteristicile sistemului. De asemenea, aparatele de înregistrare trebuie să respecte numai condiţia ca inerţia lor să fie mult mai mică decît a dispozitivelor cărora le ridicăm caracteristicile de frecvenţă sau, dacă este de ordinul inerţiei acestor dispozitive, să o cunoaştem cu precizie.

De asemenea, un avantaj de seamă este acela că se pot calcula caracteristicile pe mai multe canale, adică la dispozitive cu un număr de intrări diferit de numărul de ieşiri (în mod curent mai mare), şi care să interinfluenţează.

Dezavantajul important al acestor metode este acela că folosesc maşini de calcul speciale pentru calculul caracteristicilor [4, 5, 12]. Lucrarea de faţă are ca scop a da o metodă grafoanalitică expeditivă, care să permită calculul acestor caracteristici într-un timp suficient de scurt, cu aproximaţie satisfăcătoare din punct de vedere practic.

Principiul metodei

Metoda foloseşte calculul caracteristicilor de frecvenţă după formula [4, 5, 6, 7, 8] :

$$Y(j\omega) = \frac{S_{xy}(j\omega)}{S_x(j\omega)} \qquad (1)$$

unde : $S_{xy}(j\omega)$ şi $S_x(j\omega)$ sînt densităţile spectrale ale funcţiilor de corelaţie $R_{xy}(\tau)$ şi $R_x(\tau)$

$$S_{xy}(j\omega) = \int_0^\infty e^{j\omega\tau} R_{xy}(\tau)\, d\tau$$

$$S_x(j\omega) = \int_0^\infty e^{j\omega\tau} R_x(\tau)\, d\tau \qquad (2)$$

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, y(t+\tau)\, dt$$

$$R_x(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, x(t+\tau)\, dt. \quad (3)$$

În formulele (3) se calculează funcţia de corelaţie aplicînd principiul ergodic, folosind media de timp la limită a datelor obţinute din graficele de variaţie ale mărimilor de ieşire şi de intrare. Ele se bazează pe faptul că perturbaţiile stohastice sînt staţionare, adică funcţia lor de distribuţie este aceeaşi în orice moment s-ar calcula.

În cele ce urmează se pleacă de la funcţia de corelaţie calculată cu ajutorul funcţiei densitate de repartiţie, şi anume [4, 5]:

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1\, x_2 w(x_1, x_2, \tau)\, dx_1\, dx_2 \quad (4)$$

în care :

$w(x_1, x_2, \tau)$ este funcţia densitate de repartiţie ;

$x(t)$ şi $x(t+\tau)$ iau valorile :

$x_1 \leqslant x(t) \leqslant x_1 + \Delta_1 x_1$

$x_2 \leqslant x(t+\tau) \leqslant x_2 + \Delta_2 x_2$

cu probabilitatea $w(x_1, x_2, \tau)\, dx_1\, dx_2$.

$$R_{xy} = (\tau) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2\, w(x_1, y_2, \tau)\, dx_1\, dy_2 \quad (4')$$

în care :

$w(x_1, y_2, \tau)$, este funcţie densitate de repartiţie ;

$x(t)$ şi $y(t+\tau)$ iau valorile :

$x_1 \leqslant x(t) \leqslant x_1 + \Delta_1' x_1$

$y_2 \leqslant y(t+\tau) \leqslant y_2 + \Delta_2' y_2$

cu probabilitatea $w(x_1, y_2, \tau)\, dx_1\, dy_2$.

Se va lucra mai departe cu valori normate $\bar{x} = \frac{x}{x_{max}}$ $\bar{y} = \frac{y}{y_{max}}$, astfel încît valorile maxime ale lui $\bar{x}$ şi $\bar{y}$ vor fi 1.

În cele ce urmează, se consideră funcţia densitate de repartiţie de formă normală, adică o distribuţie gausiană a valorilor (această funcţie are maximum la valoarea medie a variabilei şi apoi o distribuţie simetrică de o parte şi de alta a acestei valori medii), aşa cum se arată în figura 1.

Distribuţia valorilor în practică se dovedeşte a fi foarte aproape de cea gausiană.

Ecuaţia formei normale a funcţiei densitate de repartiţie este [5]:

$$w(\bar{x}_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, e_1} e^{-\frac{(\bar{x}_1 - \tilde{\bar{x}}_1)^2}{2e_1^2}} \quad (5)$$

unde s-a notat pentru prescurtare $w(\bar{x}_1) = w(\bar{x})$ v $\tilde{\bar{x}}_1 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, dt$, dar în practică se dovedeşte a fi foarte aproape de valoarea $\frac{1 + \bar{x}_{1\,min}}{2}$ (5'), de aceea pentru rapiditatea calculului se va calcula $\tilde{\bar{x}}_1$ cu relaţia (5').

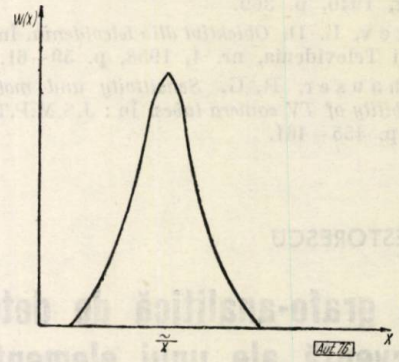


Fig. 1. Funcţia densitate de repartiţie normală.

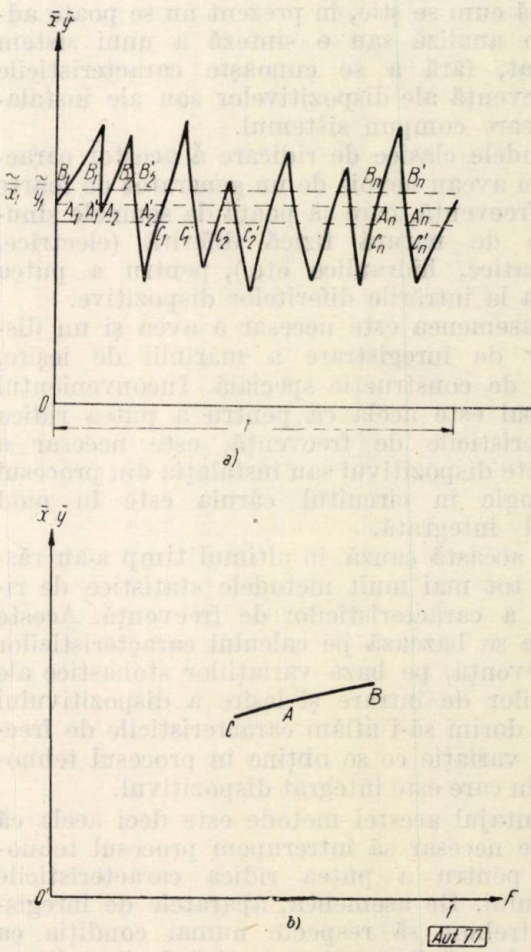


Fig. 2. Deducerea grafică a funcţiei de repartiţie din diagrama de variaţie a parametrului.

Pentru calculul lui c_1 se proceda în felul următor. În figura 2 *a* este arătată diagrama de variație a lui $\bar{x}(t)$.

Luînd măsura distanței de la 0 la T se va trece pe diagrama ce reprezintă funcția de repartiție din figura 2*b*, valoarea 1, la o distanță de punctul 0′ egală cu distanța $0-T$. Pentru $\bar{x}_1 = \tilde{\bar{x}}_1$, $\bar{x}_1 = \tilde{\bar{x}}_1 + 0{,}1$ și $\bar{x}_1 = \tilde{\bar{x}}_1 - 0{,}1$, se va însuma distanțele A_1, A_1', A_2, A_2', ..., A_n, A_n'; B_1, B_1', B_2, B_2', ..., B_n, B_n' și C_1 C_1', C_2 C_2', ..., C_n, C_n' și se vor scădea din distanța 0′, 1 sau din distanța $0-T$, în felul acesta obținîndu-se A, B, C pe diagrama de distribuție. Luînd tangenta în punctul A, se va obține w_{max}. Valoarea lui

$$c_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, w_{max}}.$$

Dacă se vor considera diagramele de variație $\bar{x}(t+\tau)$, adică diagrama $\bar{x}(t)$ de la valoarea τ înainte pe scara timpului, se va putea calcula

$$w(\bar{x}_2, \tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, c_2(\tau)}\, e^{-\frac{[\bar{x}_2 - \tilde{\bar{x}}_2(\tau)]^2}{2c_2^2(\tau)}},$$

deoarece $\bar{x}_2$ și c_2 sînt de data aceasta funcții de τ.

Pentru calculul lui $\tilde{\bar{x}}_2$ se poate folosi formula $\frac{1 + \bar{x}_{2\,min}}{2}$, care dă valoarea lui $\tilde{\bar{x}}_2$ cu o bună aproximație și rapid.

Pentru calculul funcției densitate de repartiție $w(\bar{x}_2, \tau)$ se procedează în același mod ca și pentru calculul lui $w(\bar{x}_1)$, numai că se va considera diagrama de variație de la valoarea τ înainte, așa cum se vede în figura 3.

Dacă se va ține seamă că valoarea medie a produsului $\overbrace{\bar{x}_1\ \bar{x}_2}$

$\overbrace{\bar{x}_1\ \bar{x}_2} = \rho\, c_{1\bar{x}}\, c_{2\bar{x}}$, cum ρ și c_2 sînt funcții de τ

$$R_{\bar{x}}(\tau) = \rho(\tau)\, c_{1\bar{x}}\, c_{2\bar{x}}(\tau) \qquad (6)$$

în care :

$$\rho(\tau) = \sqrt{1 - \frac{C(\tau)^2}{c^2}}$$

$$c^2 = \frac{\sum_{i=1}^{m} \Delta \bar{x}_{1i}^2}{m} \qquad (7)$$

$$C^2(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^{n} [\chi(\tau)\, \Delta \bar{x}_{2i}(\tau) - \Delta \bar{x}_{1i}]^2}{n}$$

$$\chi(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta \bar{x}_{1i}\, \Delta \bar{x}_{2i}(\tau)}{\sum_{i=1}^{n} [\Delta \bar{x}_{2i}(\tau)]^2} \qquad (8)$$

$$\Delta \bar{x}_{1i} = \bar{x}_{1i} - \tilde{\bar{x}}_1$$

$$\Delta \bar{x}_{2i}(\tau) = \bar{x}_{2i} - \tilde{\bar{x}}_2(\tau)$$

$$\tilde{\bar{x}}_1 = \frac{1 + \bar{x}_{1\,min}}{2}, \quad \tilde{\bar{x}}_2(\tau) = \frac{1 + \bar{x}_{2\,min}(\tau)}{2}, \qquad (9)$$

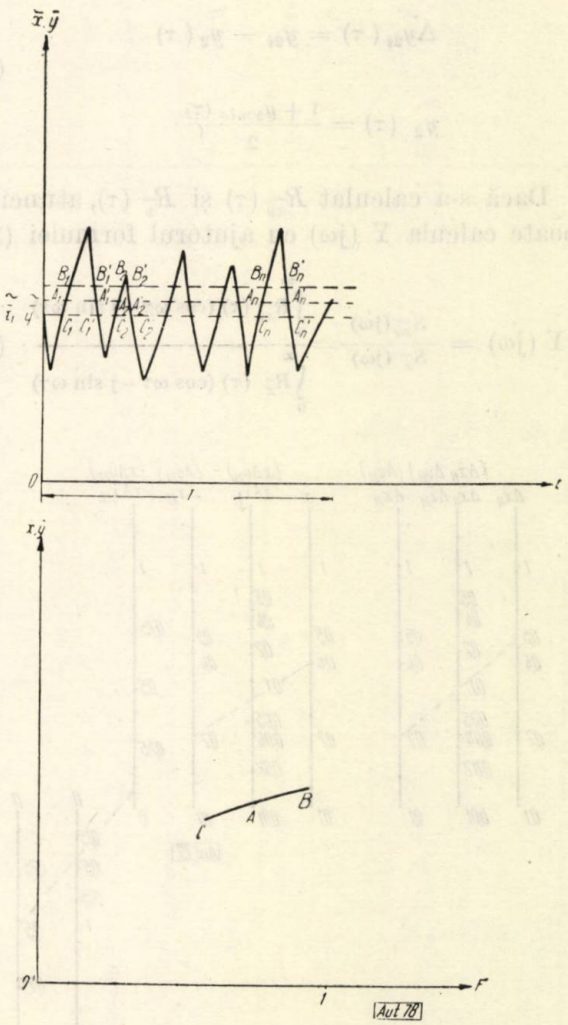


Fig. 3. Deducerea grafică a funcției de repartiție din diagrama de variație a parametrului, de la τ înainte.

indicele $\bar{x}$ se referă la variabila x,

unde $\bar{x}_{1i}$ și $\bar{x}_{2i}$ sînt extremele lui $\bar{x}_1$ și $\bar{x}_2$, iar n numărul de extreme ale lui $\bar{x}_2$ și m numărul de extreme ale lui $\bar{x}_1$.

În figura 4 se dau nomogramele de calcul ale lui $\Delta \bar{x}_{1i}$ $\Delta \bar{x}_{2i}(\tau)$ și $\chi(\tau)\, \Delta \bar{x}_{2i}(\tau) - \Delta \bar{x}_{1i}$.

În felul acesta se poate calcula $R_{\bar{x}}(\tau) \cdot R_{\bar{xy}}(\tau)$ se calculează tot cu formula (6) numai că $C(\tau)$ care intervine în expresia lui $\rho(\tau)$

$$C^2(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^{n} [\chi(\tau)\Delta\bar{y}_{2i}(\tau) - \Delta\bar{x}_{1i}]^2}{n} \tag{8'}$$

$$\chi(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta\bar{x}_{1i}\,\Delta\bar{y}_{2i}(\tau)}{\sum_{i=1}^{n} [\Delta\bar{y}_{2i}(\tau)]^2}$$

în care :

$$\Delta\bar{y}_{2i}(\tau) = \bar{y}_{2i} - \tilde{\bar{y}}_2(\tau) \tag{9'}$$

$$\tilde{\bar{y}}_2(\tau) = \frac{1 + \bar{y}_{2\,min}(\tau)}{2}.$$

Dacă s-a calculat $R_{\bar{xy}}(\tau)$ şi $R_{\bar{y}}(\tau)$, atunci se poate calcula $Y(j\omega)$ cu ajutorul formulei (1) :

$$Y(j\omega) = \frac{S_{\bar{\bar{xy}}}(j\omega)}{S_{\bar{x}}(j\omega)} = \frac{\int_0^{\infty} R_{\bar{\bar{xy}}}(\tau)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau)}{\int_0^{\infty} R_{\bar{x}}(\tau)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau)} \cdot \tag{1'}$$

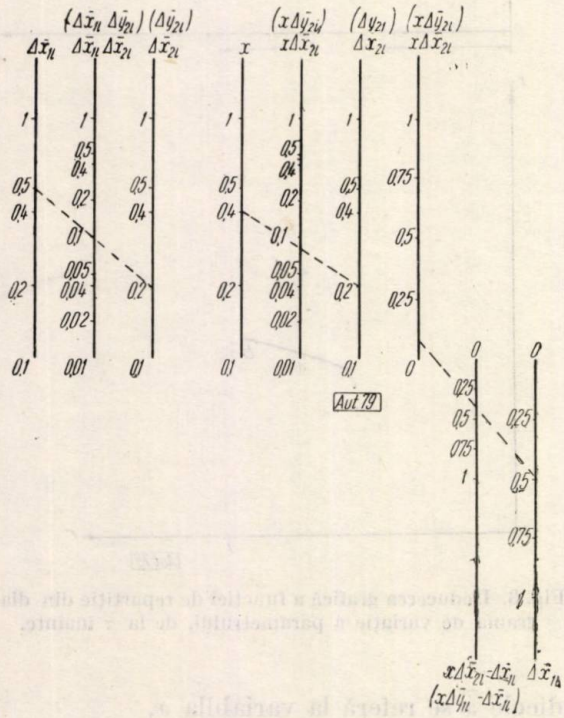


Fig. 4. Nomograme de calcul al funcţiei de corelaţie.

Dacă se reprezintă $R_{\bar{xy}}(\tau)$ [sau $R_{\bar{x}}(\tau)$], graficul va arăta ca în figura 5. Se poate calcula atunci (1'), aplicînd metoda trapezelor şi se vor obţine modul şi argumentul răspunsului la frecvenţă ca fiind date de formulele :

$$A(\omega) = \frac{y_{max}}{x_{max}} \sqrt{\frac{\left(\sum_{i=1}^{p} \alpha_{\bar{\bar{ixy}}}\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{p} \beta_{\bar{\bar{ixy}}}\right)^2}{\left[\sum_{i=1}^{q} (\beta_{\bar{ix}})\right]^2 + \left[\sum_{i=1}^{q} \alpha_{\bar{ix}}\right]^2}} \tag{10}$$

$$\theta(\omega) = +\operatorname{arc\,tg} \frac{\sum_{i=1}^{p} \alpha_{\bar{\bar{ixy}}}}{\sum_{i=1}^{p} \beta_{\bar{\bar{ixy}}}} - \operatorname{arc\,tg} \frac{\sum_{i=1}^{q} \alpha_{\bar{ix}}}{\sum_{i=1}^{q} \beta_{\bar{ix}}}$$

$$- \sum_{i=1}^{p} \frac{\omega(\tau_{\bar{\bar{ixy}}} + \tau_{\bar{\bar{jxy}}})}{2} + \sum_{i=1}^{q} \frac{\omega(\tau_{\bar{ix}} + \tau_{\bar{jx}})}{2}$$

în care :

$$\alpha_i = \frac{\Delta R_i}{\omega}\left(\frac{1}{\omega\,\Delta\tau_i} \sin\omega\frac{\Delta\tau_i}{2} + \cos\omega\frac{\Delta\tau_i}{2}\right)$$

$$\beta_i = \sin\omega\frac{\Delta\tau_i}{2}\left[\frac{R_i}{\omega} \pm \frac{\Delta R_i}{\omega\omega\,\Delta\tau_i}\omega(\tau_i + \tau_y)\right].$$

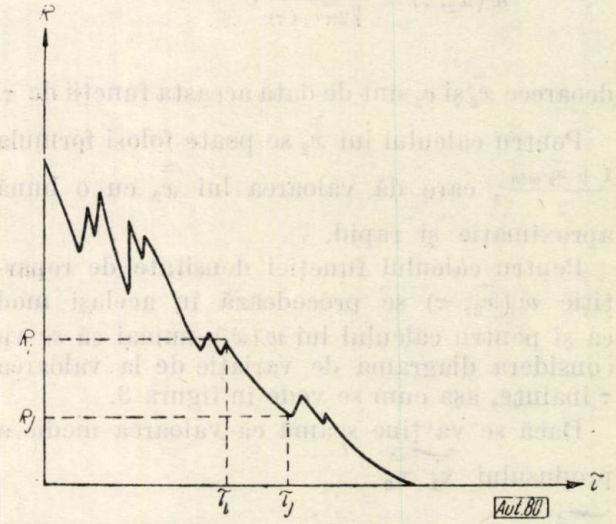


Fig. 5. Aplicarea metodei trapezelor pentru calculul caracteristicilor de frecvenţă din funcţia de corelaţie.

indicele $\bar{\bar{xy}}$, referindu-se la funcţia de intercorelaţie $R_{\bar{xy}}(\tau)$ şi indicele $\bar{x}$, la funcţia de corelaţie $R_{\bar{x}}(\tau)$ funcţiile α_i şi β_i pot fi calculate cu nomogramele din figurile 6 şi 7.

$\Delta R_i = R_i - R_j$ $\Delta\tau_i = \tau_j - \tau_i$ p sînt numărul de segmente în care s-a împărţit $R_{\bar{xy}}(\tau)$ şi q numărul de segmente în care s-a împărţit $R_{\bar{x}}(\tau)$. Indicii $\bar{\bar{xy}}$ şi $\bar{x}$ se referă la funcţiile spectrale $S_{\bar{\bar{xy}}}(j\omega)$ şi $S_{\bar{x}}(j\omega)$.

Timpul de întîrziere este direct dat de graficul funcţiei de corelaţie $R_{\bar{xy}}(\tau)$, maximul ei fiind deplasat cu valoarea timpului de întîrziere [5].

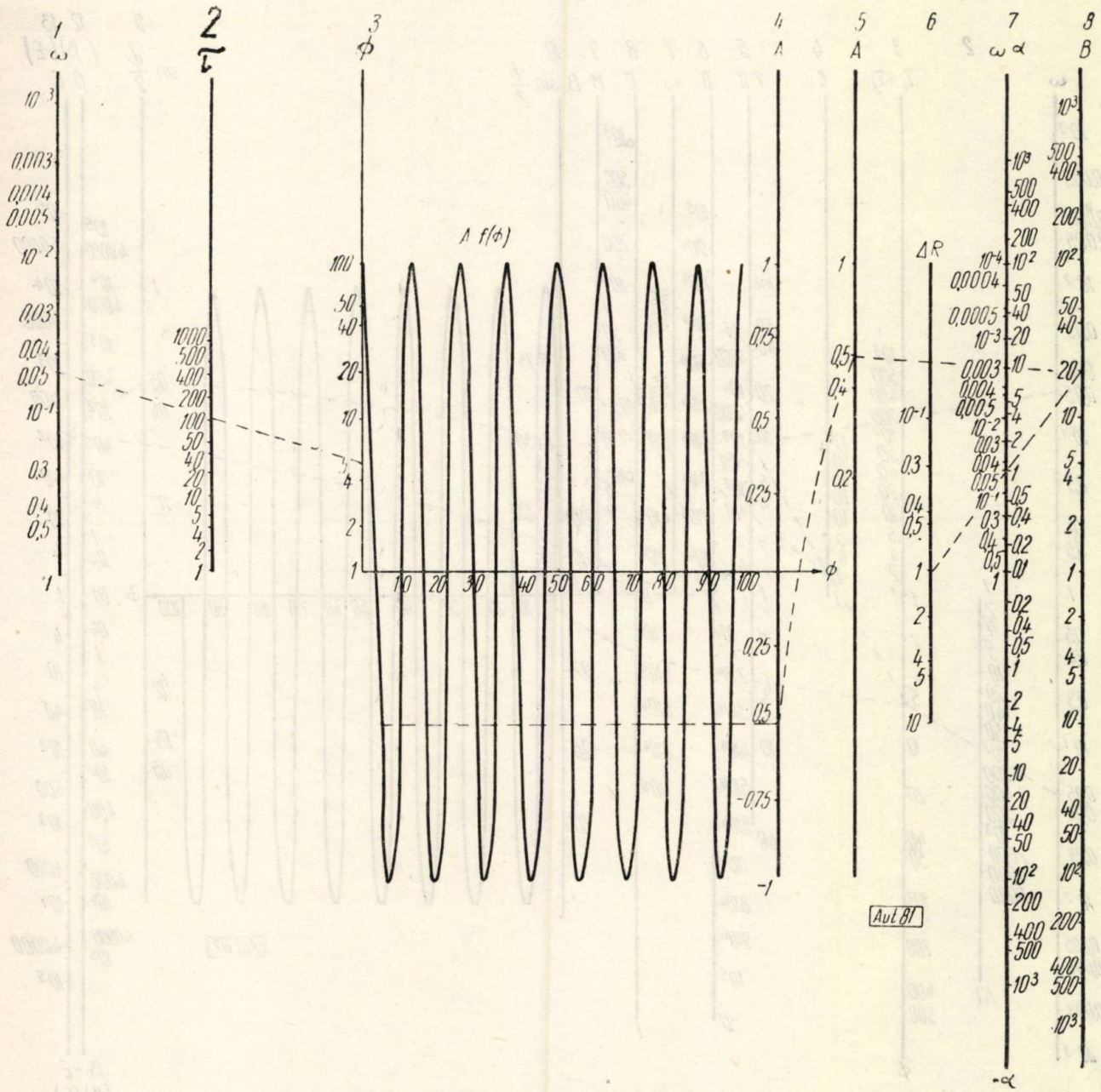


Fig. 6. Nomograme de calcul al caracteristicilor de frecvenţă.

Metodica de lucru

Înainte de a intra în metodica de calcul, trebuie să se precizeze care este timpul de ridicare a datelor experimentale, intervalul de culegere al acestor date (pasul de integrare), precum şi intervalul de calcul. Aşa cum arată literatura [5], timpul de ridicare $T = 10\,\tau_{max}$, unde τ_{max} este timpul după care variaţia funcţiei de corelaţie devine mai mică decît o anumită valoare. τ^*_{max}, pentru cazul cînd variaţia funcţiei de corelaţie $\Delta R(\tau_{max}) < 0{,}05\ R(0)$ este egală cu:

$$\tau_{max} \geqslant \frac{1}{f_{min}}, \qquad (11)$$

în care f_{min} este frecvenţa minimă din spectrul procesului întîmplător, care poate fi apreciată după frecvenţa la care faza este practic nulă. Deci

$$T^* \approx \frac{10}{f_{min}}. \qquad (12)$$

Timpii τ (fig. 8) la care se calculează funcţia de corelaţie sînt valori discrete, egale cu un multiplu întreg din pasul de integrare.

$$\Delta^* = \frac{1}{20 f_{max}}, \qquad (13)$$

* Calculat din expresia lui $R(\tau)$ dat de formula (3). Presupunem că rămîn valabile rezultatele şi în cazul metodei propuse.

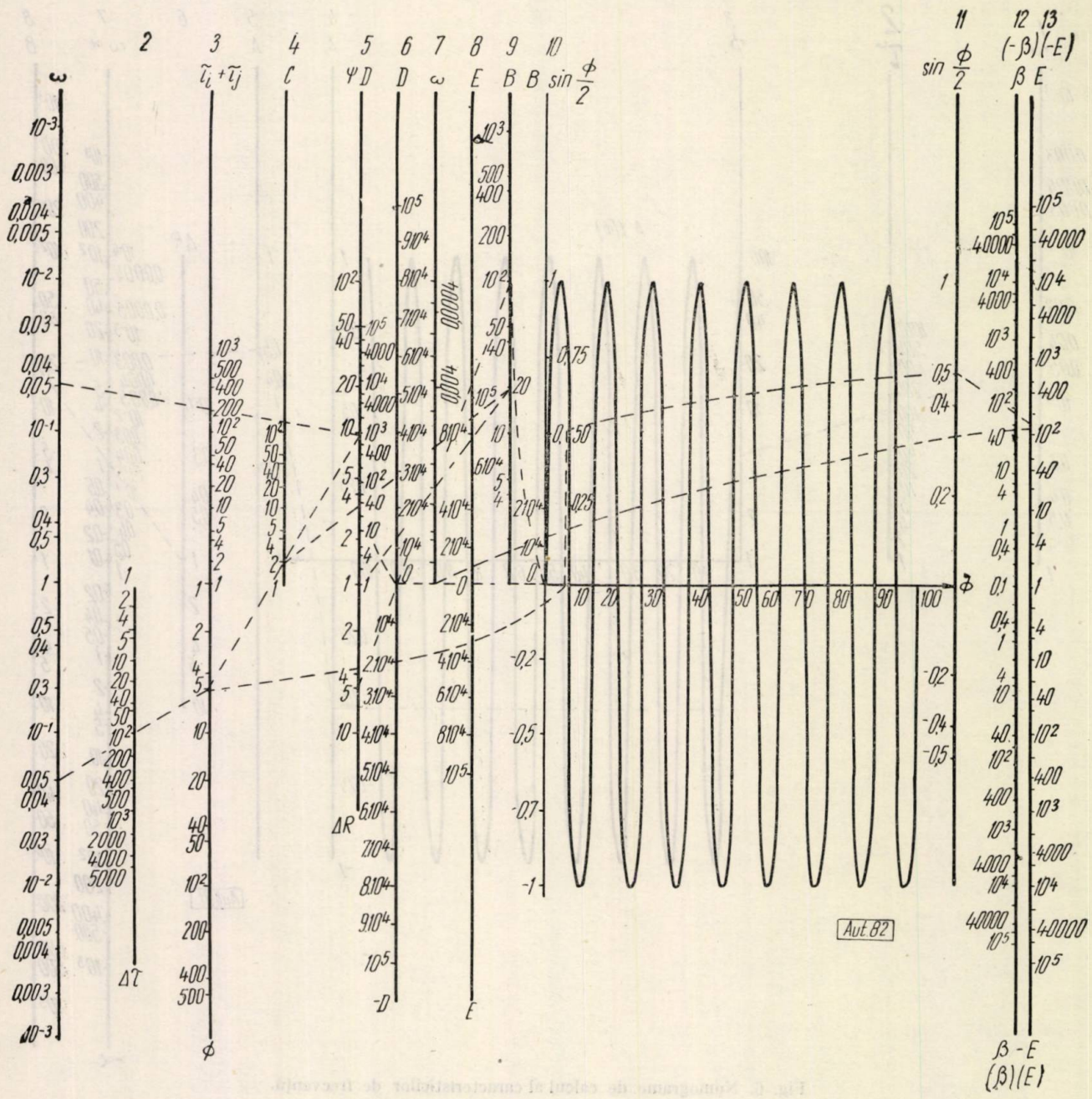


Fig. 7. Nomograme de calcul al caracteristicilor de frecvenţă.

unde f_{max} este frecvenţa maximă din spectrul procesului întîmplător care poate fi apreciată după frecvenţa la care faza este practic maximă.

Pentru calculul produselor $\Delta\bar{x}_{1i}$ $\Delta\bar{x}_{2i}$ ($\Delta\bar{x}_{1i}$ $\Delta\bar{y}_{2i}$) şi $\chi\Delta\bar{x}_{2i}$ ($\chi\Delta\bar{y}_{2i}$), precum şi al diferenţei $\chi\Delta\bar{x}_{2i} - \Delta\bar{x}_{1i}$ ($\chi\Delta\bar{y}_{2i} - \Delta\bar{x}_{1i}$) se folosesc nomogramele din figura 4.

Astfel:

presupunem că $\Delta\bar{x}_{1i} = 0{,}5$, $\Delta\bar{x}_{2i} = 0{,}2$. Ne fixăm pe scara $\Delta\bar{x}_{1i}$, cu valoarea 0,5 (scara 1) şi pe scara $\Delta\bar{x}_{1i}$ (scara a 3-a) cu valoarea 0,2. Unim cu rigla cele două valori şi unde intersectează scara $\Delta\bar{x}_{1i}$ $\Delta\bar{x}_{2i}$ (scara a 3-a), acolo găsim valoarea pentru acest produs (se vede că se intersectează la 0,1).

Dacă $\chi = 0{,}4$ şi $\Delta\bar{x}_{2i} = 0{,}2$, luăm valorile de mai sus pe scara χ (scara a 4-a), respectiv $\Delta\bar{x}_{2i}$ (scara a 6-a), le unim cu linie şi unde întretaie scara $\chi\Delta\bar{x}_{2i}$ (scara a 5-a) citim valoarea pentru acest produs, (0,08).

Această valoare o trecem de pe scara logaritmică (scara a 5-a), pe cea liniară (scara a 7-a), iar cu valoarea lui $\Delta\bar{x}_{1i}$ trecem de pe scara logartimică (scara a 3-a) pe scara liniară (scara a 9-a). Unim aceste valori ale lui $\chi\Delta\bar{x}_{2i}$ şi $\Delta\bar{x}_{1i}$ cu

o linie dreaptă şi locul de intersecţie al acestei linii cu scara a 8-a (scara $\chi\Delta\bar{x}_{2i} - \Delta\bar{x}_{1i}$) ne dă valoarea diferenţei $\chi\Delta\bar{x}_{2i} - \Delta\bar{x}_{1i}$), în cazul nostru (— 0,42).

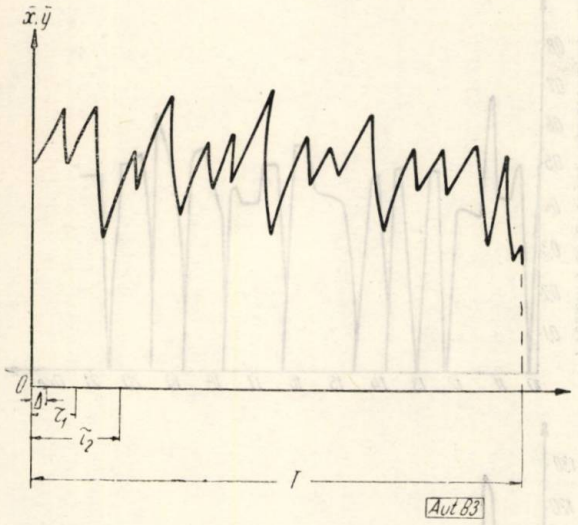


Fig. 8. Diagrama de variaţie a parametrului cu specificaţiile valorilor de timp care se dau la calculul funcţiei de corelaţie.

Pentru calculul lui α procedăm în felul următor (fig. 6). După ce am împărţit pe $R(\tau)$ în segmente, luăm valoarea $\Delta\tau$ şi ΔR pentru un segment (de exemplu pentru primul). Ne alegem pe ω (pentru care dorim să calculăm pe A şi θ). Ducîndu-ne pe scara lui ω cu valoarea aleasă a lui ω şi pe scara τ cu valoarea $\Delta\tau$, găsim pe $\Phi = \omega\Delta\tau$. Trecem cu valoarea lui Φ de pe scara logaritmică (verticală), pe cea liniară (orizontală). Cu valoarea lui Φ, astfel calculată, luăm de pe curba $A = f(\Phi)$, valoarea lui A. Trecem de pe scara liniară a lui A pe cea logaritmică.

După aceea la ω ales (luat pe scara 7 stînga) şi ΔR luat din diagrama $R(\tau)$, găsim pe $B = \frac{\Delta R}{\omega}$, ştiind pe B şi pe A, aflăm pe α.

De exemplu $\omega = 0{,}05$ Hz şi $\Delta\tau = 100$ s. Luăm aceste valori pe scara 1 şi 2, le unim cu o linie care intersectează scara 3, într-un punct care dă valoarea lui Φ în cazul nostru 5. Trecem cu această valoare de pe scara logaritmică (scara 3) pe cea liniară (scara orizontală). Pentru valoarea 5 a lui Φ, îi va corespunde pentru $A = \frac{1}{\omega\Delta\tau}\sin\omega\frac{\Delta\tau}{2} + \cos\omega\frac{\Delta\tau}{2}$ valoarea ($-0{,}5$).

Presupunem $\Delta R = 1$ (luat pe scara a 6-a). Apoi de pe scara 7 stînga, luăm valoarea lui $\omega =$ $= 0{,}05$ Hz. Unim cu o linie aceste valori ale lui ΔR şi ω şi unde întretaie scara $B = \frac{\Delta R}{\omega}$, aflăm valoarea lui B, în cazul nostru 20. Apoi unim valoarea 20 pe scara B (scara a 8-a) cu 0,5 pe scara A (scara a 5-a). şi unde întretaie scara 7 citim pe dreaptă valoarea lui α_i (în cazul nostru 10 şi negativ, deoarece A este negativ).

Pentru calculul lui β_i procedăm în felul următor (fig. 7). Alegem pe ω pentru care dorim să calculăm pe A sau pe θ şi luăm din graficul lui $R(\tau)$, valoarea $\Delta\tau$ corespunzător segmentului i (de exemplu al primului segment). Luăm pe ω de pe prima scară (negativ) şi pe $\Delta\tau$ pe scara lui şi găsim pe Φ (scara a treia) $\Phi = \omega\Delta\tau$. Calculăm pe $\tau_i + \tau_j$ (de exemplu pentru segmentul 2, τ corespunzător începutului plus τ corespunzător sfîrşitului segmentului). Luăm pe $\tau_i + \tau_j$ pe scara a treia şi ω ales pe prima scară (pozitiv) şi găsim pe ψ (pe scara a 5-a stînga) — $\psi = \omega(\tau_i + \tau_j)$ — calculăm apoi pe $C = \frac{\omega(\tau_i + \tau_j)}{\omega\Delta\tau_i}$ cu ajutorul scărilor 5 (stînga) şi 3 (C fiind dat pe scara a 4-a).

Luînd pe ω ales pe scara a 7-a şi pe Δ_R rezultat din graficul lui $R(\tau)$, de pe scara a 5-a, găsim pe $B = \frac{\Delta R}{\omega}$ (citit pe scara a 9-a). Luînd pe B găsit în felul acesta (scara a 9-a) şi pe C găsit anterior (pe scara a 4-a) găsim pe D (scara a 5-a dreapta) $D = \frac{\Delta R_i}{\omega\Delta\tau_i}\omega(\tau_i + \tau_j)$. Trecem apoi pe B de pe scara logaritmică (scara a 9-a) pe scara liniară (scara a 10-a stînga) şi pe D pe scara logaritmică (scara a 5-a dreapta) pe scara liniară (scara a 6-a). După semnul $\pm$ cu care termenul D se adună algebric la termenul B, luăm valoarea lui D de pe partea pozitivă (D), sau de pe partea negativă ($-D$). $B \pm D$ ne va da pe E (scara a 8-a). Luînd pe Φ de pe scara logaritmică (scara a 3-a negativ), pe scara liniară (scara orizontală) găsim pe $\sin\frac{\Phi}{2}$ (scara a 10-a dreapta). Trecem cu $\sin\frac{\Phi}{2}$ de pe scara liniară (scara a 10-a dreapta) pe scara logaritmică (scara a 11-a) şi pe E de pe scara liniară (scara a 8-a), pe scara logaritmică (scara a 13-a) şi calculăm pe β (scara a 12-a).

Considerăm de exemplu şi aici $\omega = 0{,}05$ Hz $\Delta\tau = 100$ s şi $\Delta R = 1$. Unind valoarea de mai sus a lui ω (scara 1 negativ) cu valoarea lui $\Delta\tau$(scara a 2-a) cu o linie, găsim la întretăierea cu scara a 3-a pe Φ (în cazul nostru 5).

Presupunînd $\tau_i + \tau_j = 200$ v — luăm valoarea lui ω pe scara 1 pozitiv (0,05 Hz) şi a lui $\tau_i + \tau_j$ pe scara 3 pozitiv (200) şi unindu-le cu o linie la întretăierea cu scara a 5-a stînga, găsim valoarea lui ψ (în cazul nostru 10). Unind cu o linie valoarea lui ψ (scara a 5-a stînga), cu valoarea lui ψ (scara a 3-a), găsim pe $C = \frac{\psi}{\Phi}$ (scara a 4-a) în cazul nostru 2.

Unind valoarea lui ω de pe scara a 7-a stînga, în cazul nostru 0,05 Hz, cu valoarea lui ΔR

(scara 5-a negativ) în cazul nostru 1, la intersecția cu scara a 9-a, avem valoarea lui B în cazul nostru 20. Unind valoarea lui B (scara 9-a) la noi 20, cu valoarea lui C (scara a 4-a) la noi 2, la intersecția cu scara a 5-a avem valoarea lui D (scara a 5-a dreapta), în cazul nostru 40.

Dacă luăm acum $R = 5$, luînd această valoare pe scara 5 negativ și pe $\omega = 0{,}05$ Hz pe scara 7 stînga, unind aceste valori cu o linie, unde intersectează pe B (scara a 9-a) găsim valoarea lui $\frac{R_i}{\omega}$ (în cazul nostru 100).

Trecem cu valoarea lui $\frac{R_i}{\omega}$ de pe scara logaritmică (scara a 9-a) pe cea liniară (scara a 10-a stînga) la noi 100 și cu D, de pe scara logaritmică (scara a 5-a dreapta), pe scara liniară (scara a 6-a pozitiv) la noi 40. Calculăm $\frac{R_i}{\omega} + D$.

În cazul acesta unim cele două valori cu o linie și unde intersectează scara a 8-a, citim valoarea E, la noi 140.

Luăm pe Φ de pe scara logaritmică (scara a 3-a negativ) pe cea liniară (scara orizontală), cu valoarea lui Φ, în cazul nostru 5 și găsim pe sin $\frac{\Phi}{2}$ la noi 0,5 (scara a 10-a dreapta). Trecem cu E de pe scara liniară (scara a 8-a) pe scara logaritmică (scara a 13-a) cu valoarea lui, la noi 140. De asemenea, pe sin $\frac{\Phi}{2}$ (scara a 10-a dreapta) pe cea logaritmică (scara a 11-a) cu valoarea lui, la noi 0,5. Unim cu o linie valorile lui sin $\frac{\Phi}{2}$ și E de pe scările respective și unde întretaie această linie (scara a 12-a) citim pe β_i, la noi 70.

Rezultate practice

a. *Ventil de reglare pneumatic*

Graficul de variație este arătat în figura 9. În figura 9 *a* se prezintă variația întîmplătoare a mărimii de intrare și în figura 9 *b*, variația întîmplătoare a mărimii de ieșire.

Ele s-au obținut în felul următor. În cazul unei instalații de reglare a nivelului prevăzut cu un ventil de reglare pneumatic, s-au citit din 15 în 15 min variațiile întîmplătoare ale presiunii de ieșire a regulatorului (care reprezintă mărimea de intrare pentru ventil) și variația poziției tijei ventilului (mărimea lui de ieșire). Pentru a citi variația poziției tijei ventilului, s-a prevăzut aceasta cu un ac indicator, care arată poziția pe un cadran gradat în milimetri.

Din grafic se vede că frecvența minimă a spectrului este $f_{min} \approx 3\ 10^{-3}$ per/s. Deci $\tau_{max} \approx$ $\approx 3\,000$ s ≈ 1 h deci $T = 30\,000$ s ≈ 10 h — $f_{max} = 10$ per/s, deci $\Delta = \frac{1}{200} = 510^{-3}$ s. Luăm primul interval $\tau_{min} = 1\,500$ s $= 3 \times 10^5\ \Delta$.

În figura 10 se dau funcțiile de corelație $R_x^-(\tau)$ și $R_{xy}^-(\tau)$ calculate în modul arătat. Punctat (...) se dau funcțiile de corelație calculate conform formulelor (3).

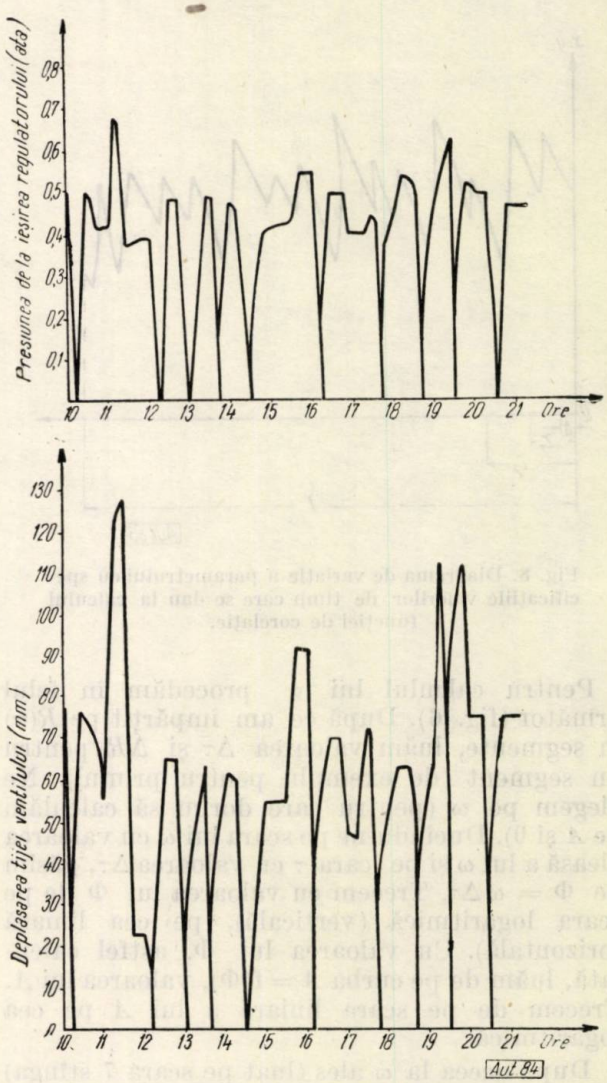


Fig. 9 Diagramele de variație a mărimii de intrare (*a*) și a mărimii de ieșire (*b*) la ventilul de reglare pneumatic.

În figura 11 se dau caracteristicile dinamice în coordonate logaritmice făcîndu-se abstracție de coeficientul de amplificare. Punctele (x) reprezintă valorile deduse din funcțiile de corelație calculate după metoda propusă. Punctele (o), reprezintă valorile deduse din funcția de corelație, calculată conform relației (3) Caracteristicile astfel calculate sînt trasate cu linie plină. Punctat sînt trasate caracteristicile deduse prin metoda semnalului-treaptă. S-a crescut brusc presiunea de la intrare (cu ventilul scos din circuitul de umplere a cazanului în care trebuia să fie reglat nivelul). Apoi s-a văzut variația mărimii de ieșire în timp. S-au calculat apoi grafic constantele de timp ale ventilului (T_1 și T_2). S-au dedus apoi constantele de timp ale capacităților ce formează ventilul

(T_1' şi T_2') şi s-au calculat apoi caracteristicile dinamice. Se vede că $T_1' = 5{,}07$ s şi $T_2' = 0{,}8$ s, calculate prin metoda clasică şi $T_1' = 5{,}28$ s şi $T_2' = 0{,}74$ s calculate prin metoda statistică.

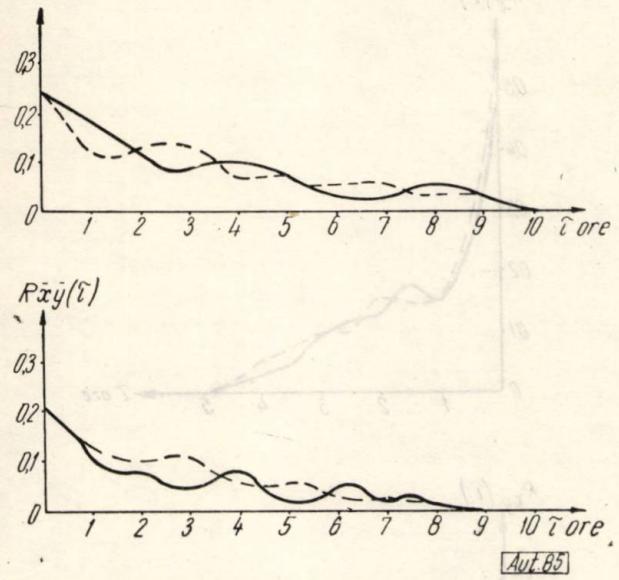


Fig. 10. Funcţiile de corelaţie ale ventilului de reglare pneumatic.

Aşa cum se vede în figura 12, caracteristica statică a ventilului este uşor neliniară. În calculele noastre, precum şi la ridicarea prin metode clasice, am presupus-o liniară. Dacă vom ridica caracteristicile de frecvenţă considerînd dispozitivul neliniar, după o concepţie proprie, vom avea rezultate întrucîtva diferite.

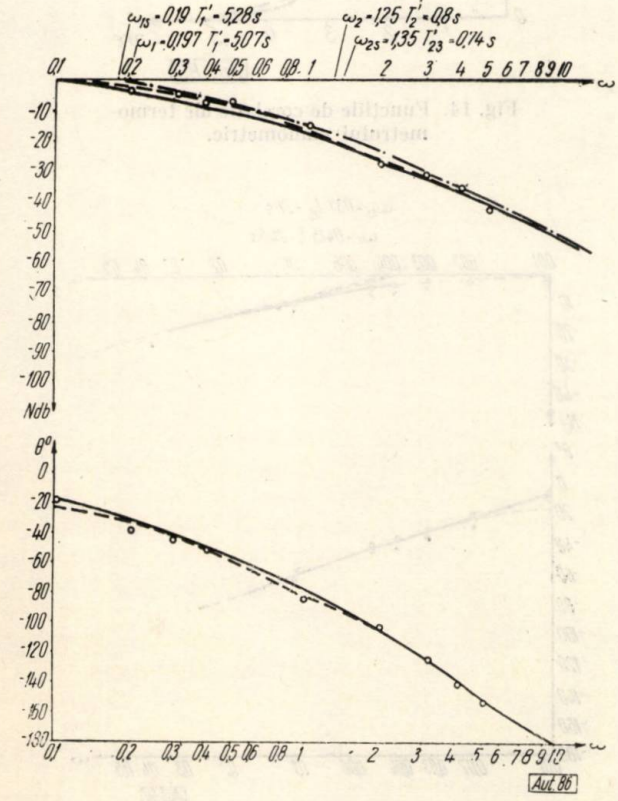


Fig. 11. Caracteristicile de frecvenţă ale ventilului de reglare pneumatic.

b. *Termometrul manometric*

În acest caz, mărimea de intrare a fost temperatura unui vas cu apă, care se încălzea şi se răcea după un proces întîmplător, măsurată din 15 în 15 min cu un termometru cu mercur cu inerţie neglijabilă. În acelaşi timp s-au înregistrat şi indicaţiile aparatului şi s-au ridicat diagramele din figura 13. Aşa cum se observă din grafic — $f_{min} = 10^{-3}$ per/s.

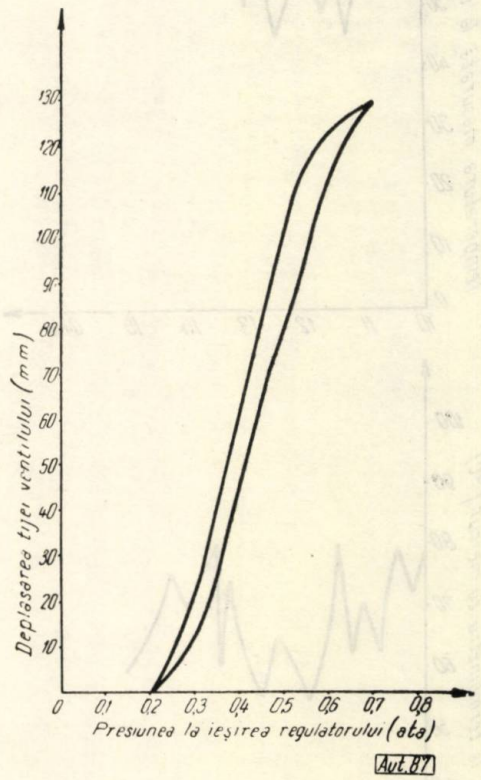


Fig. 12. Caracteristica statică a ventilului de reglare pneumatic.

Deci $\tau_{max} = 1\,000$ s şi $T = 10\,000$ s ≈ 3 h. $f_{max} = 10^{-1}$ per/s $\Delta = \frac{1}{2} = 0{,}5$ s. Luăm $\tau_{min} = 200 = 100$ s.

În figura 15 se arată caracteristicile dinamice calculate prin metodele statistice (—) şi deduse prin metode clasice (— — —), şi anume s-a introdus bulbul manometrului dintr-un vas cu apă rece într-un vas cu apă fiartă, înregistrîndu-se variaţia acului în timp. Şi aici punctele (x) reprezintă caracteristicile deduse după funcţiile de corelaţie calculate prin metoda propusă, iar punctele (o) reprezintă caracteristicile deduse după funcţiile de corelaţie calculate cu relaţia (3) (fig. 14).

Aşa cum se poate observa, constanta de timp prin metoda clasică a ieşit $T = 24{,}6$ s iar prin metoda statică, $T = 26$ s.

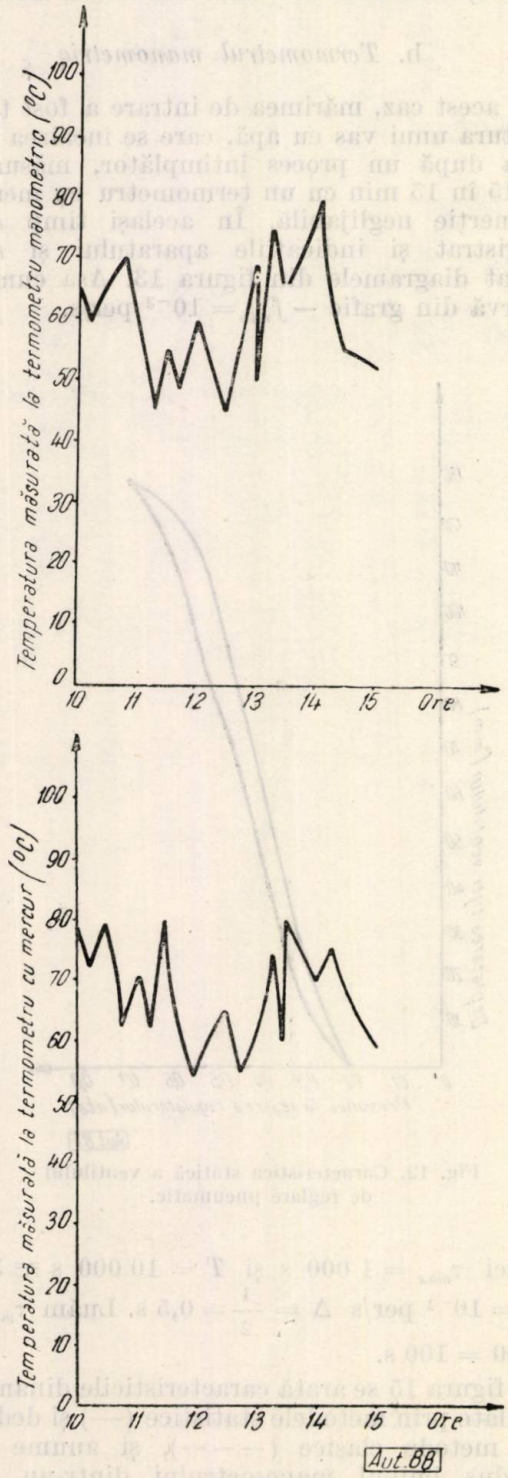


Fig. 13. Diagramele de variaţie ale mărimii de ieşire şi de intrare la termometrul manometric.

c. *Manometru diferenţial*

Ridicarea caracteristicii s-a efectuat în felul următor. S-a introdus aer sub presiune în vasul cu plutitor, celălalt vas fiind la presiunea atmosferică. Presiunea dată de compresorul de aer — care alimenta diferite dispozitive — varia conform unui proces întîmplător. Măsurînd

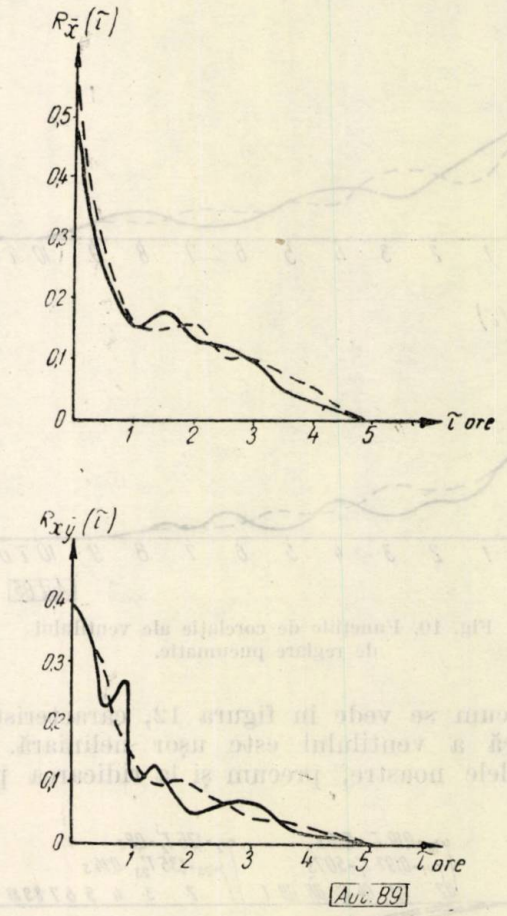


Fig. 14. Funcţiile de corelaţie ale termometrului manometric.

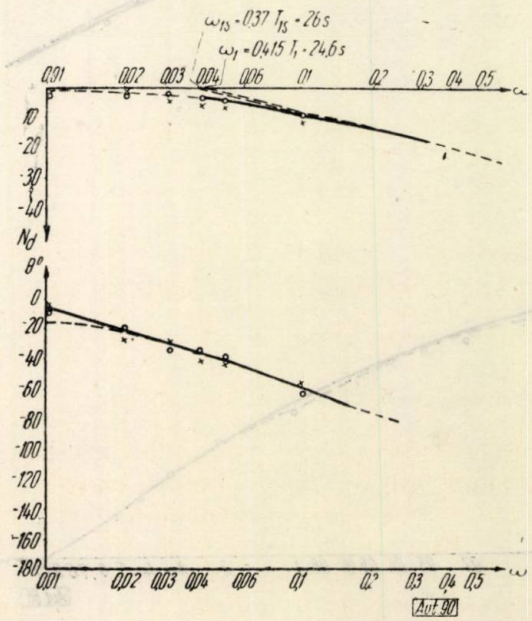


Fig. 15. Caracteristicile de frecvenţă ale termometrului manometric.

presiunea diferenţială la un manometru diferenţial cu mercur, de inerţie neglijabilă, din 15 în 15 min şi înregistrînd concomitent şi indicaţiile aparatului, s-au ridicat diagramele din figura 16.

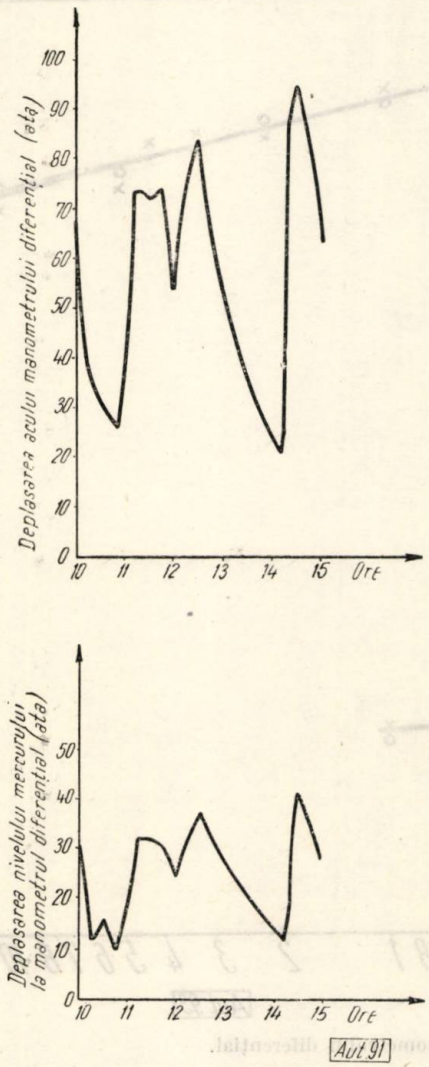


Fig. 16. Diagramele de variaţie ale mărimii de ieşire şi de intrare la manometrul diferenţial.

După grafic se vede că $f_{min} = 10^{-3}$ per/s, deci $\tau_{max} = 1\,000$ s, $T \approx 10\,000$ s $\approx$ 3h, $f_{max} = 10$ per/s. Deci $\Delta = \frac{1}{200} = 510^{-3}$s.

Luăm $\tau_{min} = 210^4$, $\Delta = 100$ s.

Caracteristica calculată prin metoda propusă este trasată plin (————). Pentru comparaţie s-a dat un semnal-treaptă coborîtor ; s-a deschis brusc ventilul de egalizare şi presiunea diferenţială a scăzut brusc la zero. S-a înregistrat apoi variaţia indicaţiei în timp şi s-a calculat grafic constanta de timp T. Apoi s-au calculat caracteristicile de frecvenţă trasate punctat (– – –) (fig. 18). Punctele (x) reprezintă caracteristicile de frecvenţă deduse din funcţia de corelaţie prin metoda propusă şi punctele (o) reprezintă caracteristicile de frecvenţă deduse din funcţiile de corelaţie calculate cu formulele (3) (fig. 17).

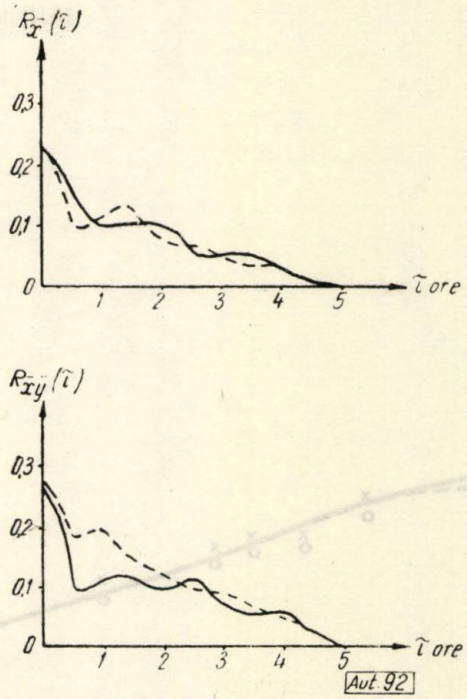


Fig. 17. Funcţiile de corelaţie ale manometrului diferenţial.

Constanta de timp T calculată după metoda clasică este de $T = 15{,}325$ s şi prin metoda statistică $T = 16$ s.

Observaţii generale

a. În cazul de faţă s-a putut uşor aprecia care este f_{min} şi f_{max} din rezultatele măsurărilor prin metode clasice. În caz că aceste valori nu se pot uşor aprecia, se fac mai multe măsurări prin tatonare.

b. După cum se vede, valoarea lui Δ (timpul la care trebuie să se ia valorile discrete ale valorilor parametrilor) este foarte mică, deci ar trebui o înregistrare continuă, ceea ce nu este posibil. De aceea, rezultatul măsurărilor trebuie considerat valabil numai în jurul punctelor măsurate. A se lua valori intermediare şi a se introduce în calcul, înseamnă a se face erori mari care falsifică rezultatele. Acest lucru nu supără în cazul metodei propuse, deoarece calculul presupune valori discrete ale parametrului.

c. Aşa cum se observă, măsurările s-au făcut numai pe aparate de laborator, pe un singur canal, fără timp de întîrziere.

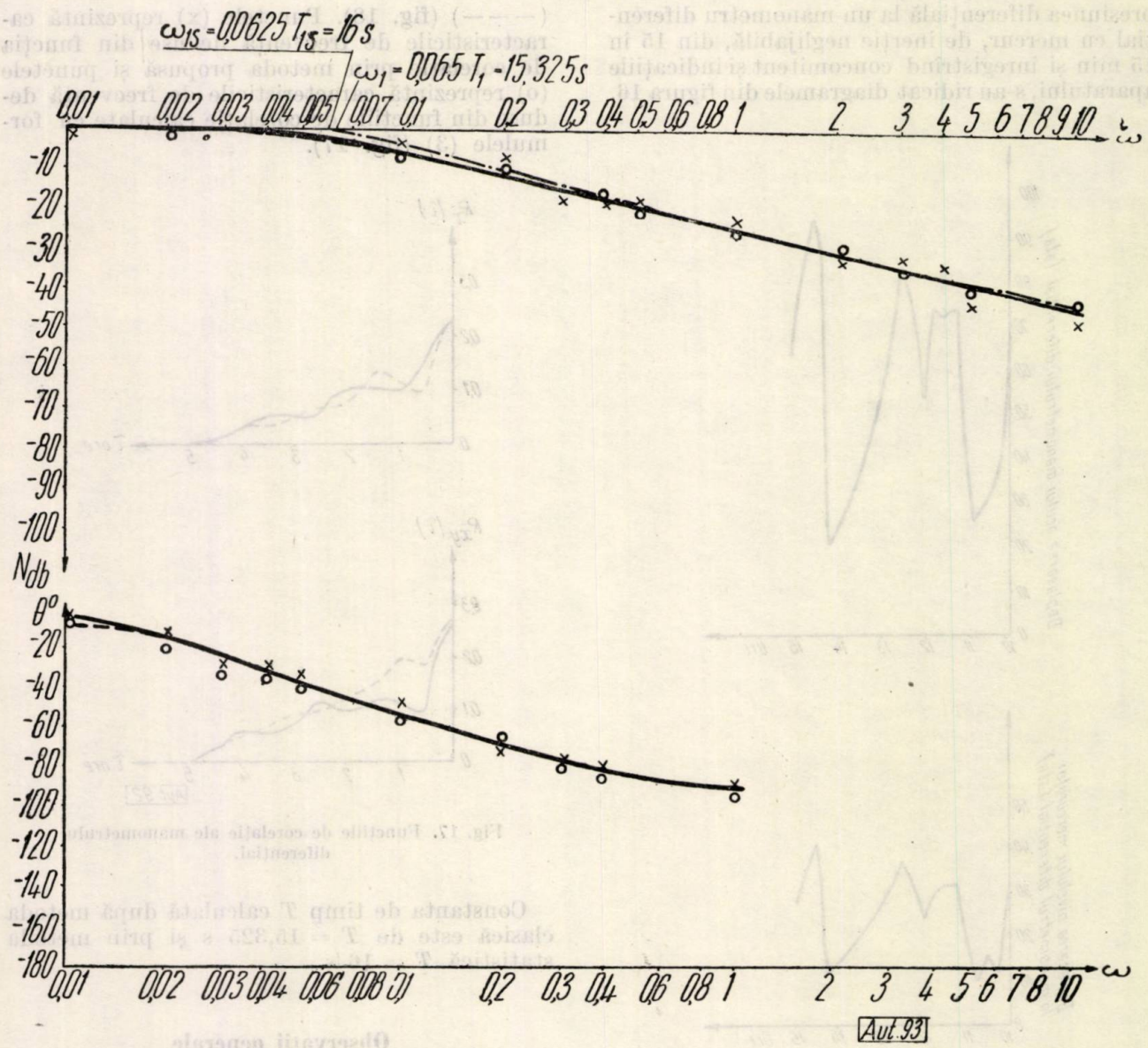


Fig. 18. Caracteristicile de frecvenţă ale manometrului diferenţial.

Concluzii

1. Primul avantaj al metodei propuse este acela că pe lîngă faptul că se pot folosi aparate de înregistrare obişnuite, care să găsesc curent la orice instalaţie din ţară — aparate care nu trebuie decît să satisfacă condiţia raportului între inerţia lor şi a instalaţiilor (expus în introducere), condiţie care este satisfăcută în mod curent, acestor aparate nu li se cere nici condiţia unei sincronizări perfecte între aparatul înregistrator de la intrare şi de la ieşire — aşa cum cere calculul prin maşini de calcul — deoarece calculul grafo-analitic propus, necesită numai valori medii.

2. Eroarea cu care se calculează caracteristicile este de 5—6%, adică se menţine perfect în cadrul erorilor admise. În calculul erorii trebuie să se ţină seamă şi de următoarele considerente : *a.* metoda clasică folosită pentru ridicarea caracteristicilor de frecvenţă poate da erori subiective destul de mari ; *b.* înregistrarea nu a fost continuă, s-au înregistrat date la intervale discrete (de 15 min), aşa că valorile intermediare nu au fost prinse. Avînd în vedere acest lucru, erorile pot fi mai mici decît cele găsite în prezenta lucrare.

3. Metoda de calcul propusă, poate fi mînuită — după părerea autorului — de orice inginer sau chiar tehnician de o calificare mai înaltă.

4. Pentru calculul funcţiei de corelaţie este necesar circa 60—80 min de fiecare interval. Maşinilor de calcul (corelatoare) existente, conform datelor din literatură [12], le trebuie un timp de 35 min pentru calculul funcţiei de corelaţie pentru fiecare interval τ, — aceasta depinzînd de gradul de perfecţionare al corela-

torului. Dacă se iau în medie 20 de intervale de calcul al funcţiilor de corelaţie, înseamnă că sînt necesare circa 27 h de calcul prin metoda propusă. Dacă se mai pun 4—7 h de calcul al caracteristicilor de frecvenţă din funcţiile de corelaţie, timpul total maxim se ridică la 34 h.

În cazul calculului funcţiilor de corelaţie cu ajutorul relaţiilor (3) fără maşini de calcul timpul total de calcul al caracteristicilor întrece 200 h. Cu un corelator perfecţionat timpul pentru calculul funcţiilor de corelaţie ar fi de circa 3 h, iar al caracteristicilor de frecvenţă din funcţiile de corelaţie, de circa 7 h, în total 10 h. (Sînt şi maşini de calcul care dau direct densitatea spectrală [4], dar sînt foarte complicate şi lipsesc datele necesare pentru a le putea compara.).

După părerea autorului, metoda propusă poate fi aplicată *imediat*, în condiţiile existente în ţara noastră, timpul şi eforturile pentru calculul caracteristicilor de frecvenţă al principalelor instalaţii din ţară, fiind mai mici decît acelea ale construirii unui corelator perfecţionat. Dacă un asemenea corelator s-ar importa, atunci avantajul economic al metodei propuse, faţă de cea utilizînd corelator, este evident.

Această metodă poate fi utilizată cu succes în ţările care nu posedă un număr suficient de corelatoare pentru calculul acestor caracteristici. De asemenea, ea poate servi ca bază de programare, în cazul calculului cu maşini numerice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Onicescu C., Mihoc Gh., Ionescu-Tulcea C. *Calculul probabilităţilor şi aplicaţii în statistica matematică*, Editura Academiei R.P.R.

[2] Dunin-Bekovski I. V. şi Smirnov N. V. *Matematiceskaia statistika v tehnike*. Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniko-teoreticeskoi literaturî, 1955.

[3] *Osnovî avtomaticeskogo regulirovaniia*. Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniko-teoreticeskoi literaturî, 1955.

[4] Feldbaum, A. A. *Elektriceskie sistemî avtomaticeskogo regulirovaniia*. Gosudarstvennoe izdatelstvo tehnicoteoreticeskoi literaturî, 1955.

[5] Solodovnikov V. V. *Statisticeskaia dinamika lineinîh sistem avtomaticeskogo upravleniia*. Fizmatghiz, 1960.

[6] Leonov I. P., şi Lipatov L. I.. *Primenenie statisticeskih metodov dlia opredeleniia harakteristik obiektov*. In: Avtomatika i telemehanica, nr. 9, 1959.

[7] Solodovnikov, V. V. şi Uskov A. S. *Ceastotnîi metod opredeleniia dinamiceskih harakteristik obiektov avtomaticeskogo regulirovannia podannîm ih normalnoi exploatafii*. In: Avtomatika i telemehanika, nr. 12, 1959.

[8] Leonov I. P., Lipatov L. I. *Statisticeskie metodî opredeleniia dinamiceskih harakteristik promîşlennîh obiektov pri nalicii şumov i analiz infranizkoceastotnîh professov*. În: Avtomatika i telemehanika, nr.2, 1960.

[9] Goodman T. P. and Hillslay R. *Continous mesurement of Characteristics of Systems with Random Imput*. In: Transactions A. S. M. E. nr. 8, 1958.

[10] Goodman T. P. — Reswick. *Determination of System Characteristics from Normal Operating Record*. În: Transactions A.S.M.E., nr. 3, 1957.

[11] Thal — Larsen H. *Corelation Functions and Noice Peters in Control Analysis*. În: Transactions A.S.M.E., nr. 2, 1958.

[12] Vasmanov V. V. *Vîcislitelnie matematiceskie priborî*. Moskva, Maşghiz, 1957.

Maior ing. **ARDELEAN GHEORGHE**
Candidat în ştiinţe tehnice

Caracteristicile amplitudine-frecvenţă ale sistemelor neliniare de reglare automată

În acest articol se dezvoltă metoda de frecvenţă grafo-analitică pentru studierea sistemelor de reglare automată neliniară, care conţin un singur element neliniar simetric sau nesimetric, fără inerţie. Metoda permite determinarea caracteristicilor de frecvenţă, precum şi influenţa elementelor liniare şi neliniare asupra caracteristicii amplitudine-frecvenţă.

Se demonstrează şi se verifică experimental că metoda de determinare a caracteristicilor de frecvenţă a sistemelor de reglare automată cu ajutorul coeficientului echivalent de amplificare a elementului neliniar, nu este aplicabilă întotdeauna pentru elementele cu neliniaritate pronunţată. De aceea studiul de faţă foloseşte caracteristica statică reală a elementului neliniar, iar gradul de precizie al metodei depinde numai de execuţia precisă a graficelor funcţiei liniare şi neliniare a sistemului.

1. Determinarea caracteristicilor de frecvenţă ale sistemelor neliniare de reglare automată

Schema structurală a sistemului neliniar de reglare automată este cea prezentată în figura 1.

Se presupune că în sistemul dat se cunoaşte coeficientul echivalent de amplificare a elementului neliniar N(A), de asemenea se cunoaşte răspunsul la frecvenţă al părţilor liniare deschise ale sistemului $Y_i(j\omega)$. Este necesar să se determine raportul dintre mărimea de la ieşire $E(j\omega)$ şi mărimea de la intrare $I(j\omega)$ a sistemului

cînd amplitudinea sistemului la intrare I este dată.

Determinarea raportului $\frac{E(j\omega)}{I(j\omega)}$ este legată de mari greutăți, deoarece pentru valorile

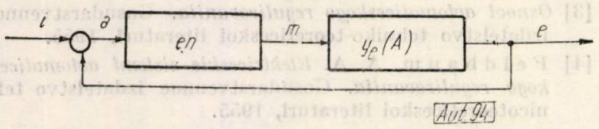


Fig. 1

date ale lui I și ω, amplitudinea semnalului la intrarea în elementul neliniar A, este dependentă de valoarea coeficientului echivalent de amplificare a elementului neliniar $N(A)$ [1].

Lucrarea de față se ocupă de găsirea caracteristicii amplitudine-frecvență a instalației neliniare de reglare automată închisă.

Funcția de transfer a sistemului închis se scrie în felul următor:

$$\frac{E(s)}{I(s)} = \frac{\left[\frac{f(A)}{A}\right] K Y_l(s)}{1 + \left[\frac{f(A)}{A}\right] K Y_l(s)} \qquad (1)$$

unde:

K este coeficientul de amplificare al părții liniare și neliniare deschise a sistemului;

f(A) — caracteristica statică a elementului neliniar.

Se determină acum legătura dintre transformata Laplace a semnalului de la intrarea sistemului și cel de acționare:

$$\frac{E(s)}{I(s)} = \frac{I(s) - A(s)}{I(s)} = 1 - \frac{A(s)}{I(s)},$$

de unde:

$$\frac{A(s)}{I(s)} = \frac{1}{1 + \left[\frac{f(A)}{A}\right] K Y_l(s)} \qquad (2)$$

se notează:

$$W(s) = \frac{1}{Y_l(s)} \qquad (3)$$

Cu aceasta relația (2) capătă forma:

$$\frac{A(s)}{I(s)} = \frac{W(s)}{W(s) + \left[\frac{f(A)}{A}\right] K} \qquad (4)$$

Dacă se înlocuiește în relația (4) $s = j\omega$, se obține caracteristica de frecvență:

$$\frac{A(j\omega)}{I(j\omega)} = \frac{W(j\omega)}{W(j\omega) + \left[\frac{f(A)}{A}\right] K} \qquad (4')$$

Se introduce notația:

$$W(j\omega) = a(\omega) + j\,b(\omega) \qquad (5)$$

În acest caz relația (4') devine:

$$\frac{A(j\omega)}{I(j\omega)} = \frac{a(\omega) + j\,b(\omega)}{a(\omega) + \left[\frac{f(A)}{A}\right] K + j\,b(\omega)} \qquad (6)$$

Este interesant de văzut care este legătura dintre modulul semnalului A în funcție de parametrii sistemului și ai modulului semnalului de la intrare.

După unele transformări ale relației (6) se obține:

$$A = \frac{\sqrt{a^2(\omega) + b^2(\omega)}}{\sqrt{\left\{a(\omega) + K\left[\frac{f(A)}{A}\right]\right\}^2 + b^2(\omega)}} I \qquad (7)$$

Deoarece A este funcție de f(A) relația (7) nu poate fi rezolvată în mod direct. Totuși ecuația (7) poate fi rezolvată în mod grafic. Se separă în partea stîngă a ecuației termenii conținînd funcția neliniară, iar în partea dreaptă toți termenii părții liniare a sistemului și se ridică ambele părți la pătrat:

$$A\left\{a(\omega) + K\left[\frac{f(A)}{A}\right]\right\} = \pm$$

$$\pm\sqrt{b^2(\omega)\left\{\left[\frac{a^2(\omega)}{b^2(\omega)} + 1\right] I^2 - A^2\right\}}$$

sau

$$K f(A) = -A a(\omega) \pm \sqrt{b^2(\omega)\left\{\left[\frac{a^2(\omega)}{b^2(\omega)} + 1\right] I^2 - A^2\right\}} \qquad (8)$$

Partea stîngă a ecuației (8) conține funcția neliniară a sistemului analizat înmulțită cu coeficientul de amplificare a sistemului deschis, iar partea dreaptă reprezintă o familie de elipse care sînt dependente numai de elementele liniare ale sistemului și de parametrii semnalului ω și I precum și de A.

Se notează partea dreaptă și cea stîngă a ecuației (8) cu θ și se reprezintă grafic funcție de A pentru diverse valori ale lui ω. Proiecțiile punctelor de intersecție dintre familia de elipse și caracteristica statică a elementului neliniar dau valorile semnalului de acționare A pentru valorile determinate ale frecvenței și amplitudinii semnalului de intrare I. Dacă se schimbă parametrii părții liniare a sistemului pentru aceleași valori ω și I ale semnalului de la intrare se poate relativ ușor determina influența parametrilor părții liniare asupra semnalului de acționare.

Metoda propusă este o metodă aproximativă, precizia ei depinzînd numai de precizia graficelor și scara acestora. Principial, metoda nu este limitată de gradul ecuației diferențiale a sistemului de reglare automată.

Metoda este aplicabilă şi în cazul în care se obţine coeficientul echivalent de amplificare a elementului neliniar, cu condiţia ca metoda balansului armonic să fie aplicabilă, adică neliniaritatea să nu fie prea pronunţată iar partea liniară a sistemului să fie capabilă de a filtra toate armonicile semnalului care iau naştere la trecerea semnalului sinusoidal prin elementul neliniar. Dacă aceste condiţii sînt îndeplinite atunci în formulele primite va trebui să se înlocuiască raportul $\left[\frac{f(A)}{A}\right]$ cu coeficientul echivalent de amplificare a elementului neliniar $N(A)$. Ecuaţia (8) se transformă astfel:

$$K N(A) A = -A a(\omega) \pm$$

$$\pm \sqrt{b^2(\omega) \left\{ \left[\frac{a^2(\omega)}{b^2(\omega)} + 1 \right] I^2 - A^2 \right\}} \qquad (9)$$

Metoda descrisă va fi ilustrată şi completată prin analiza unor sisteme simple cu un element neliniar puţin studiat în literatură, dar care se întîlneşte adesea în elementele de măsură de tipul caracteristicii statice a discriminatorului [2].

2. Caracteristica amplitudine-frecvenţă a sistemului de reglare automată neliniar

a) *În lanţul direct schema conţine un integrator şi elementul neliniar*

Dacă se analizează sistemul de reglare automată care în lanţul direct conţine un element neliniar fără inerţie, avînd caracteristica statică de tipul discriminatorului liniarizat (deşi în caz general poate fi orice caracteristică), iar partea liniară constînd dintr-un integrator ideal (fig. 1).

Funcţia de transfer a sistemului deschis este dată de relaţia:

$$\frac{E(s)}{I(s)} = \frac{K\left[\frac{f(A)}{A}\right]}{s} = Y_l(s)\left[\frac{f(A)}{A}\right] \qquad (10)$$

În acest caz

$$W_i(j\omega) = \frac{1}{Y_l(s)} = \frac{j\omega}{K}$$

$$a(\omega) = 0$$

$$b(\omega) = \frac{\omega}{K} \qquad (11)$$

Substituind valorile (11) în relaţiile (8) şi (9) se obţine:

$$K f(A) = \pm \omega \sqrt{I^2 - A^2} \qquad (12)$$

$$K N(A) A = \pm \omega \sqrt{I^2 - A^2} \qquad (13)$$

Ecuaţiile (12) şi (13) sînt ecuaţii neliniare care pot fi rezolvate uşor în mod grafic. Condiţia de aplicabilitate a metodei balansului armonic constă în aceea că produsul $N(A)A$ trebuie să fie aproximativ egal cu $f(A)$. Dacă în zona de lucru $N(A)A$ diferă cu mai mult de 10—15% faţă de caracteristica reală $f(A)$ metoda balansului armonic duce la erori mari în determinarea regimului de lucru a sistemului neliniar. Deci înainte de a trece la analiza sistemului pe baza metodei balansului armonic este necesară verificarea aplicabilităţii ei.

Se verifică aplicabilitatea metodei balansului armonic pentru cazul caracteristicii liniarizate pe timpul discriminatorului a cărei relaţie pentru $N(A)$ este următoarea [2]:

$$N(A) = K_n \text{ pentru } A < \alpha$$

$$N(A) = \frac{4K_n}{\pi}\left(t_1 - \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2}\sin 2t_1\right)$$

$$\text{pentru } \alpha < A < \beta$$

unde $t_1 = \text{arc sin}\frac{\alpha}{A}$.

$$K_n = 1,$$

$$2\alpha = \beta.$$

În figura 2 sînt reprezentate funcţiile $f(A)$ şi $N(A)$ A. După cît se vede în zona $\alpha < A < \beta$, cu creşterea amplitudinii semnalului sinusoidal aplicat elementului neliniar, deosebirea dintre cele două curbe se accentuează mult, încît aplicabilitatea pentru calcule a produsului $N(A)A$ în cazul dat nu mai este posibilă. Rezultă că în asemenea cazuri este necesară abandonarea metodei balansului armonic şi folosirea metodei de analiză propusă.

Pentru a construi partea dreaptă a ecuaţiei (12) se ia o pulsaţie fixă din banda de trecere, şi anume aceea care corespunde pulsaţiei de rezonanţă a sistemului liniar $\omega = 30\ s^{-1}$ în care coeficientul de amplificare a sistemului deschis $K = 50\ s^{-1}$. Acesta corespunde lucrului

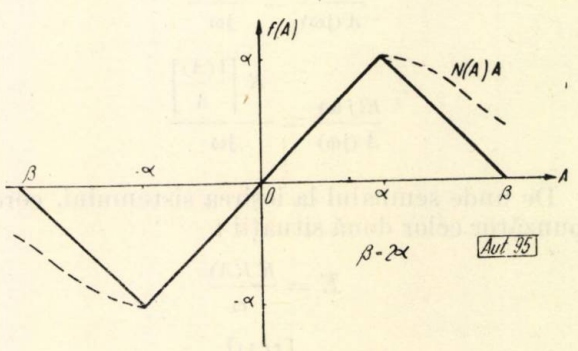


Fig. 2

stabil cercetat cu metoda balansului armonic. În figura 3 este reprezentată familia de elipse care în acest caz prin alegerea dimensiunilor graficului s-a transformat în familie de cercuri.

Suprapunînd caracteristicile neliniare obținute rezultă că folosind $N(A)A$ rezolvarea este univocă pentru toate valorile I. Suprapunînd însă f(A) rezultă că pentru $17 < I < 20$ soluțiile

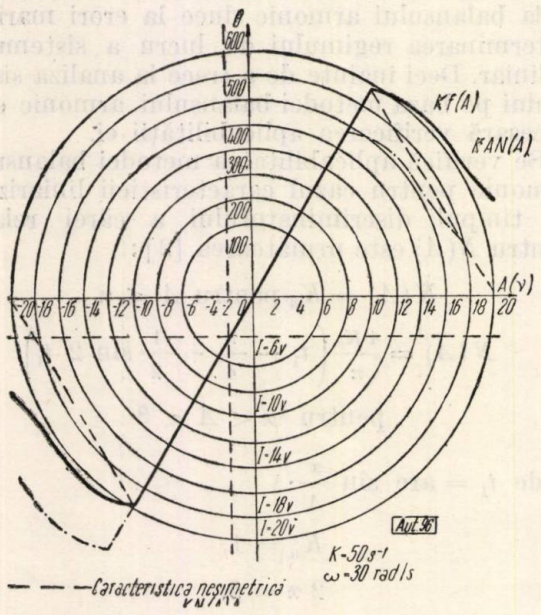


Fig. 3.

ecuației (13) sînt neunivoce (multiple). Deci în situația dată pentru o valoare A se găsesc cîte trei soluții ale ecuației.

Pentru a calcula caracteristica amplitudinii-frecvență se construiesc curbele corespunzătoare uneia din situațiile nefavorabile, adică pentru $I=18$ V, dînd mai multe valori fixe pulsației (fig. 4). Se constată în acest caz că folosirea caracteristicii f(A) dă soluții multiple în banda $\omega = 25 \div 30\ s^{-1}$.

Pentru construcția caracteristicii amplitudine-frecvență a sistemului închis se folosesc relațiile :

$$\frac{E(j\omega)}{A(j\omega)} = \frac{KI(A)}{j\omega}$$

$$\frac{E(j\omega)}{A(j\omega)} = \frac{K\left[\frac{f(A)}{A}\right]}{j\omega}$$

De unde semnalul la ieșirea sistemului, corespunzător celor două situații :

$$E = \frac{KI(A)}{\omega}$$

$$E = \frac{\left[\frac{f(A)}{A}\right]K}{\omega} \qquad (14)$$

Pentru găsirea valorilor corespunzătoare A și $N(A)$ și respectiv A și f(A) pentru fiecare valoare ω se folosesc curbele din figura 4.

Caracteristica amplitudine-frecvență obținută este reprezentată în figura 5.

Din figura 5 rezultă că pentru cazul folosirii coeficientului $N(A)$ forma generală a caracteristicii nu se deosebește de forma generală a sistemelor liniare. Folosind caracteristica statică reală f(A) caracteristica obținută este neunivocă. Se reprezintă punctat caracteristica amplitudine-frecvență ridicată în mod experimental.

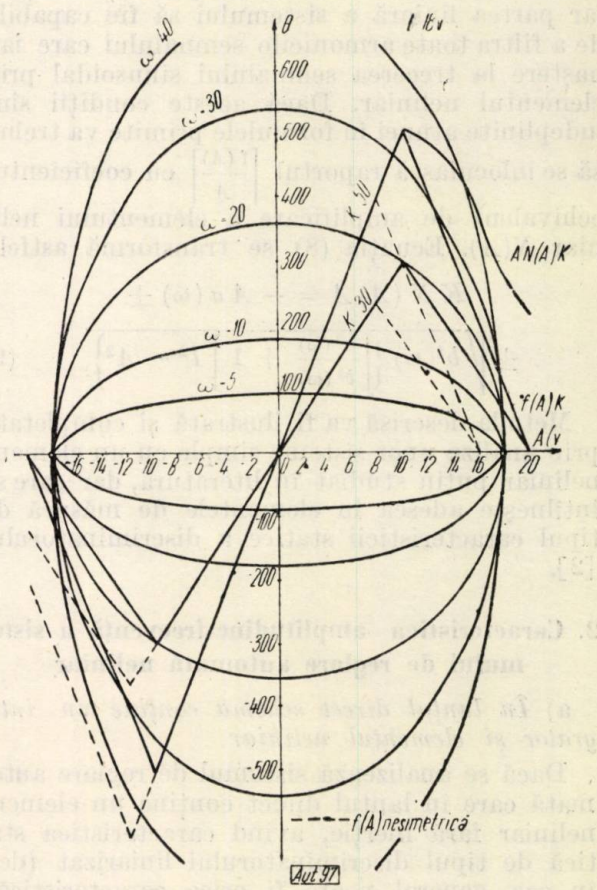


Fig. 4

Rezultă deci că metoda propusă asigură posibilitatea ridicării caracteristicii amplitudine-frecvență care este verificată experimental. În zona amplitudinilor multiple semnalul de ieșire este nestabil.

Din figurile 3 și 4 rezultă că metoda propusă permite studiul sistemelor neliniare cu caracteristici statice nesimetrice și exclude calculul coeficientului $N(A)$ care pentru caracteristicile reale neliniarizate este foarte complicat, iar pentru cele nesimetrice practic imposibil.

Pentru o exemplificare mai amănunțită a posibilităților metodei propuse se studiază un sistem al cărei ecuații diferențiale este de gradul doi.

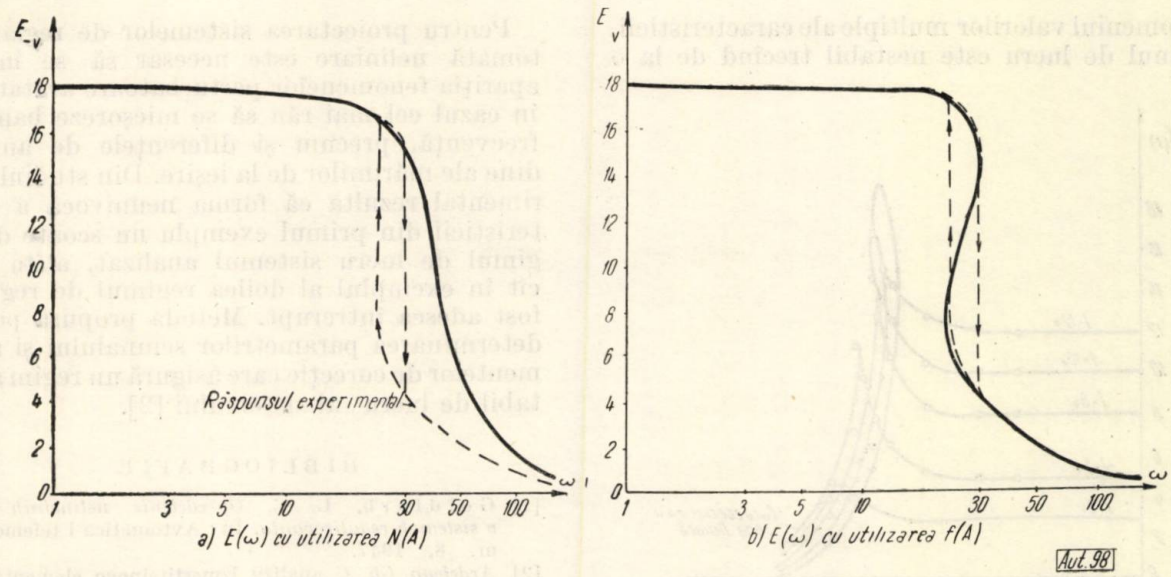


Fig. 5

b) *Ecuaţia diferenţială a părţii liniare este de gradul doi*

Se analizează prin metoda propusă un sistem de reglare automată de gradul doi conţinînd acelaşi element neliniar ca şi în paragraful precedent.

Ecuaţia de transfer care leagă mărimea de ieşire de semnalul de acţionare în lanţul direct este :

$$\frac{E(s)}{A(s)} = \frac{K\left[\frac{f(A)}{A}\right]}{s(1+Ts)} \tag{15}$$

în acest caz :

$$W(j\omega) = \frac{j\omega A(1+j\omega T)}{*}$$

de unde :

$$a(\omega) = -\omega^2 T$$
$$b(\omega) = \omega \tag{16}$$

Folosind relaţia (8) se obţine :

$$K f(A) = A\omega^2 T \pm \omega\sqrt{(\omega^2 T^2 + 1) I^2 - A^2} \tag{17}$$

Se trasează pe baza metodei expuse familia de elipse a părţii din dreapta a ecuaţiei (17) şi se suprapune la aceleaşi scări curba $K f(A)$ (fig. 6). În cazul studiat $K = 50\ s^{-1}$ şi $T = 0{,}1$ s. Pulsaţia cea mai defavorabilă a fost apreciată $\omega = 10$ rad/s. Din figura 6 rezultă că rezolvarea univocă la frecvenţa cea mai defavorabilă se păstrează pînă la amplitudinea de intrare $I = 12$ V.

Pe baza metodei descrise se calculează caracteristica amplitudine-frecvenţă.

$$\frac{E(s)}{A(s)} = \frac{K\left[\frac{f(A)}{A}\right]}{s(1+Ts)} \tag{18}$$

de unde înlocuind $s = j\omega$ după transformări simple se găseşte modulul semnalului la ieşire.

$$E = \frac{K f(A)}{\omega\sqrt{1+T^2\omega^2}} \tag{19}$$

Caracteristica amplitudine-frecvenţă obţinută este reprezentată în figura 7 şi are forma de

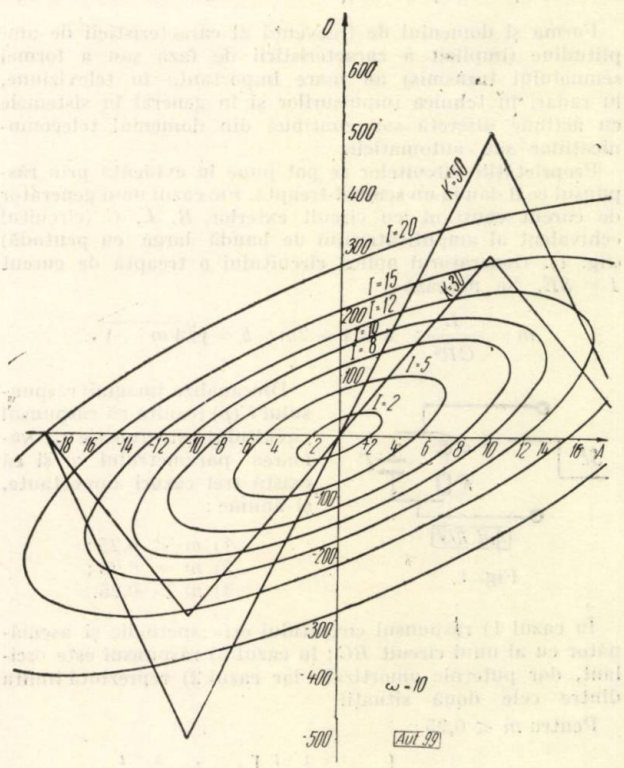


Fig. 6

buclă. Sînt prezentate punctat caracteristicile experimentale care confirmă precizia metodei.

În domeniul valorilor multiple ale caracteristicii, regimul de lucru este nestabil trecînd de la o

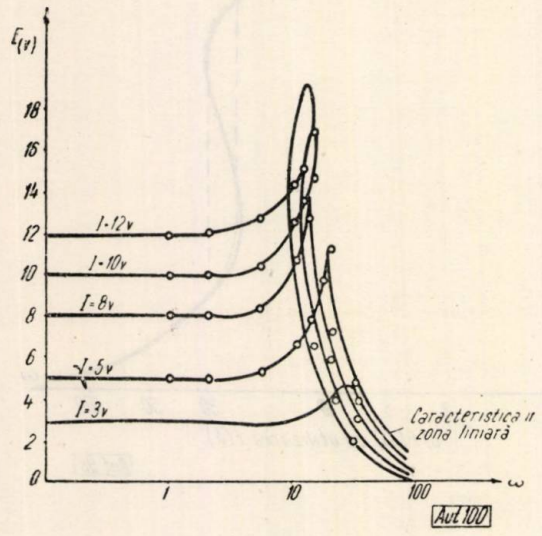


Fig. 7

valoare a amplitudinii la alta. Dacă salturile sînt mari sistemul iese din regimul de urmărire.

Pentru proiectarea sistemelor de reglare automată neliniare este necesar să se înlăture apariţia fenomenelor perturbatoare arătate, sau în cazul cel mai rău să se micşoreze banda de frecvenţă, precum şi diferenţele de amplitudine ale mărimilor de la ieşire. Din studiul experimental rezultă că forma neunivocă a caracteristicii din primul exemplu nu scoate din regimul de lucru sistemul analizat, atîta vreme cît în exemplul al doilea regimul de reglare a fost adesea întrerupt. Metoda propusă permite determinarea parametrilor semnalului şi ai elementelor de corecţie care asigură un regim acceptabil de lucru al sistemului [2].

BIBLIOGRAFIE

[1] Goldfarb, L. C. *Opredelenie nelineinîh iavlenii v sistemah regulirovania.* În : Avtomatica i telemehanica, nr. 8, 1947.
[2] *Ardelean, Gh. C* analizu izmertitelnogo elementa sistem avtomaticescogo soprovojdenia. În : Trudî A.R.T.A. nr. 55, Harcov, 1962.
[3] Levinson, E. *Iavlenie nasîşcenia v slediaşcih sistemah s tahometricescoi obratnoi sviaziu.* Sbornic Ciastotnîe metodî v avtomatiche N. L. Moscova, 1957.
[4] Popov, E. P. şi Paltov, I. P. *Priblijeonnie metodî issledovania nelineinîh avtomaticeschih sistem.* Fizmatghiz, Moscova, 1960.

NOTE

Observaţii asupra răspunsului unui circuit simplu

Forma şi domeniul de frecvenţă al caracteristicii de amplitudine (implicit a caracteristicii de fază sau a formei semnalului transmis) au mare importanţă în televiziune, în radar, în tehnica impulsurilor şi în general în sistemele cu acţiune discretă sau continuă din domeniul telecomunicaţiilor sau automaticii.

Proprietăţile circuitelor se pot pune în evidenţă prin răspunsul ce îl dau la un semnal-treaptă. Fie cazul unui generator de curent constant cu circuit exterior R, L, C (circuitul echivalent al amplificatorului de bandă largă cu pentodă) (fig. 1). Generatorul aplică circuitului o treaptă de curent $I = SE$. Se notează :

$$m = \frac{L}{CR^2}; \quad a = 1 - 2m; \quad b = \mathrm{j}\sqrt{4m - 1}.$$

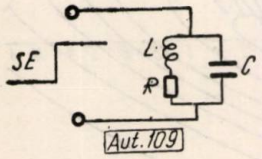


Fig. 1.

Din analiza imaginii răspunsului $U(p)$ rezultă că răspunsul circuitului este funcţie de valoarea parametrului m şi că există trei cazuri importante, şi anume :

1) $m < 0{,}25$;
2) $m = 0{,}25$;
3) $m > 0{,}25$.

În cazul 1) răspunsul circuitului este aperiodic şi asemănător cu al unui circuit RC ; în cazul 3) răspunsul este oscilant, dar puternic amortizat ; iar cazul 2) reprezintă limita dintre cele două situaţii.

Pentru $m < 0{,}25$;

$$U(t) = RSE\left\{1 - \mathrm{e}^{-\frac{1}{2m}\frac{t}{RC}}\left[\frac{a+b}{2b}\,\mathrm{e}^{\frac{b}{2m}\frac{t}{RC}} + \left(\frac{-a+b}{2b}\right)\mathrm{e}^{-\frac{b}{2m}\frac{t}{RC}}\right]\right\}. \qquad (1)$$

Pentru $m=0{,}25$, răspunsul este dat de :

$$U(t) = RSE\left[1 - \left(1 + \frac{t}{RC}\right)\mathrm{e}^{-\frac{2}{RC}t}\right], \qquad (2)$$

iar pentru $m>0{,}25$, ia forma :

$$U(t) = RSE\left[1 - \frac{\mathrm{j}\,2m}{b}\,\mathrm{e}^{-\frac{1}{2m}\frac{t}{RC}}\cos(\omega_0 t - \varphi)\right], \qquad (3)$$

unde :

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{4m-1}}{2m} \text{ şi } \operatorname{tg}\varphi = \frac{a}{\mathrm{j}\,b}.$$

Urmărind cum se modifică răspunsul circuitului în funcţie de valoarea parametrului m se constată că la $m = 0$, circuitul devine un circuit RC. Cu cît valoarea lui m creşte către $m = 0{,}25$, timpul de creştere devine din ce în ce mai mic ; tensiunea la bornele capacităţii creşte cu timpul, tinzînd asimptotic către RSE, valoarea de regim permanent.

La $m = 0{,}25$ se obţine cea mai mare pantă (cel mai mic timp de creştere), fără să apară supracreşteri de tensiune.

La valori ale lui m mai mari decît 0,25 timpul de creştere devine şi mai mic, dar apar şi supracreşteri. Pentru ultimul caz tensiunea la ieşire rezultă de forma unei sinusoide puternic amortizate. Dacă amortizarea este puternică, după o singură semiperioadă oscilaţia devine suficient de mică pentru a fi neglijată şi variaţia tensiunii la ieşire are un singur maxim. Dacă amortizarea este mai puţin puternică apar mai multe maxime şi minime pînă ce oscilaţia dispare.

Supracreşterea rezultă ca o urmare firească a existenţei regimului oscilant.

Cu cît timpul de creştere este mai mic, supracreşterea este mai mare. Timpul la care au loc maximele şi minimele tensiunii la bornele capacităţii este dat de relaţia :

$$\frac{t}{RC} = \frac{2m}{\sqrt{4m-1}} \operatorname{arc\,tg}\left(-\sqrt{4m-1}\right) \qquad (4)$$

Se constată că *maximele şi minimele se succed alternat la intervale de timp egale*. Primul maxim are loc după un timp variabil cu m.

În cazul $m = 0{,}5$, timpul la care au loc maximele şi minimele este dat de :

$$t = (2{,}38 + K\ 3{,}14)\ RC \qquad K = 0, 1, 2 \ldots\ n \tag{5}$$

Pentru K par funcţia e maximă, pentru K impar funcţia e minimă. Valorile funcţiei $\frac{U(t)}{RSE}$ sînt date în tabela 1.

Tabela 1

t	RC	2,38 RC	3,14 RC	4 RC
$\frac{U}{RSE}$	0,81	1,07	1,045	1,009

Pentru $m = 0{,}5$ $\frac{U(t)}{RSE}$, are expresia : (6)

$$\frac{U}{RSE} = \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \cos \frac{t}{RC}\right). \tag{7}$$

Pentru $m = 1$, maximele şi minimele au loc la

$$t = (2{,}42 + K\ 3{,}14)\ RC. \tag{8}$$

În tabela 2 se determină cîteva puncte importante ale curbei în acest caz.

Tabela 2

t	RC	2,42 RC	5,56 RC
$\frac{U}{RSE}$	0,9	1,25	0,95

Se reţine că *pentru m=0,5 se observă că primul maxim are loc la timpul cel mai mic, şi anume $t_1 = 2{,}32\ RC$*, în comparaţie cu toate curbele de tensiune din domeniul $m > 0{,}25$.

Este interesant de remarcat, de asemenea, faptul *că valoarea frecvenţei oscilaţiilor (inversul perioadei) este maximă pentru m=0,5*. S-a arătat că

$$f_0 = \frac{1}{4\pi LC} \sqrt{4\,LC - C^2 R^2}. \tag{9}$$

Dacă se reprezintă variaţia frecvenţei cu inductanţa se obţine curba de mai jos (fig. 2).

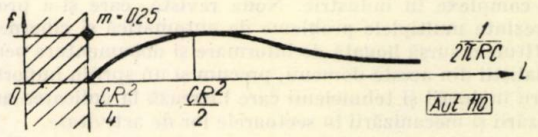


Fig. 2.

Din curba de mai sus se trage concluzia că pentru un circuit derivaţie cu elemente RC date şi L *variabil, frecvenţa maximă a oscilaţiilor se obţine la $m = 0{,}5$* şi are valoarea $\frac{1}{2\pi RC}$. *O valoare mai mare a frecvenţei nu se poate obţine.*

În domeniul $\frac{CR^2}{4} < L < \frac{CR^2}{2}$ frecvenţa creşte cu L.

Este necesar să se obţină reproducerea cît mai exactă a funcţiei treaptă adică un timp de creştere foarte mic şi fără supratensiune, lucru ce nu se poate realiza, condiţiile fiind contradictorii. Se alege de obicei $m = 0{,}4$ pentru care se atinge 80% din valoarea funcţiei după un timp $t_1 = RC$, iar la 2,9 RC apare o supratensiune de 2%.

G. Rulea

RECENZII

IAKUBAITIS E. A. **Bazele ciberneticii tehnice.** Riga, Editura Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Letonă, 1962, 287 p., 15 ref. bibl., 65 fig.

În ultimul timp, interesul pentru cibernetică a crescut tot mai mult, fapt care se traduce şi prin apariţia în diverse ţări a unor lucrări care prezintă bazele teoretice ale ciberneticii.

Lucrarea de faţă a apărut sub auspiciile Institutului de electronică şi tehnica calculului al Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Letonă şi ale Institutului politehnic din Riga.

După o introducere în care se prezintă unele generalităţi privind cibernetica tehnică, se trece la capitolul I în care se expun cîteva noţiuni de bază privind semnalele. Cu această ocazie se prezintă şi teoria elementară a digitalizării.

În capitolul al II-lea se face o introducere, de asemenea simplă, la teoria schemelor logice. Astfel, se prezintă atît unele noţiuni asupra realizării funcţiilor logice cu ajutorul operatorilor, cît şi unele date asupra unor elemente noi, cum ar fi diodele tunel.

Se menţionează că în capitolul al II-lea se prezintă şi unele principii privind calculatoarele electronice.

Capitolul al III-lea este consacrat teoriei probabilităţilor şi unora dintre elementele fundamentale ale teoriei informaţiei.

Astfel, se face o introducere axiomatică în teoria probabilităţilor, după care se prezintă problema entropiei, a variaţiei entropiei semnalelor continue şi a codurilor optimale.

Şi această parte este caracterizată prin accesibilitate, în general dîndu-se numai unele noţiuni elementare din domeniul abordat.

Problema sistemelor automate formează obiectul capitolului al IV-lea.

Se începe prin reamintirea unor elemente de calcul operaţional, după care se trece la problema corelaţiei şi la problema mai dificilă a minimizării erorii medii pătratice.

Capitolul al V-lea prezintă problema sistemelor automate neliniare. Se expune astfel metoda planului fazelor, cu ajutorul căreia se abordează cîteva cazuri simple.

Sistemele adaptive formează obiectul capitolului al VI-lea. În legătură cu aceasta se dau scheme-bloc generale, se prezintă sisteme cu program, şi se dau chiar scheme simple pentru cîteva cazuri tipice.

În acest capitol, cititorul poate să găsească o serie întreagă de probleme care, în general nu apar în literatura noastră privind problemele automaticii.

Ultimul capitol al lucrării se ocupă de sistemele instruibile. După ce se reaminteşte de homeostatul lui Ashby, se trece la expunerea unor modele simple care imită comportarea animalelor în ceea ce priveşte formarea reflexelor condiţionate.

Lucrarea este interesantă, în special prin faptul că reuneşte o serie de probleme ştiinţifice privind diversele laturi ale

ciberneticii tehnice, probleme care, în mod curent, nu se întîlnesc într-o singură lucrare.

Lucrarea poate fi citită cu interes de către ingineri, studenţii din anii superiori, ca şi de persoane care, avînd o cultură matematică corespunzătoare primilor ani de învăţămînt tehnic superior, îşi propun să se familiarizeze cu problematica ciberneticii tehnice.

E.N.

* * * **„Analele romîno-sovietice automatică şi cibernetică"**, editată de Institutul de studii romîno-sovietic al Academiei R.P. Romîne.

Problemele de automatică şi cibernetică sînt strîns legate de sarcinile trasate de documentele de partid şi de stat, care prevăd introducerea pe scară largă a automatizării şi mecanizării complexe în industrie. Noua revistă, care şi-a propus să prezinte multiplele probleme de automatică şi cibernetică constituie o sursă bogată de informare şi documentare pentru specialiştii din aceste domenii, precum şi un sprijin important pentru inginerii şi tehnicienii care lucrează la aplicarea automatizării şi mecanizării în sectoarele lor de activitate.

Ştiut fiind că în Uniunea Sovietică problemele de automatică sînt puse în centrul preocupărilor oamenilor de ştiinţă şi tehnicienilor, şi că cibernetica este studiată sub formele cele mai variate şi aplicată în cele mai diferite domenii, revista publică traduceri ale unor importante lucrări sovietice din domeniul automaticii şi ciberneticii.

Acad, prof. Gr. C. Moisil, redactorul responsabil al revistei, în prefaţă, subliniază cauzele care au determinat apariţia acestei publicaţii noi, precum şi rolul ei de seamă în informarea oamenilor de ştiinţă şi a cadrelor tinere de specialişti din ţara noastră.

Analele romîno-sovietice, automatică şi cibernetică (numărul pe anul 1962) apărut recent în librării, tratează în articolele publicate diferite probleme din domeniul teoriei codurilor, teoriei programării maşinilor de calculat, economiei şi biologiei matematice, teoriei reglării automate, proceselor aleatoare în sistemele automate, mecanizării proceselor de gîndire, teoriei algebrice a maşinilor automte etc.

Astfel în articolul „Sistem urmăritor cu comandă logică", de E. K. Sighin, se descrie schema unui sistem electromecanic de urmărire cu variaţie în salturi a parametrilor calculelor de corecţie, realizabilă cu ajutorul unui bloc logic, echipat cu semiconductoare. Legile logice ale variaţiei în salturi a parametrilor se stabilesc astfel ca sistemul, avînd gradul doi de astatism faţă de acţiunea de comandă şi gradul unu de astatism faţă de acţiunea perturbatoare, să nu aibă o suprareglare importantă la acţiunile de comandă în salturi. Autorul prezintă rezultatele experimentale obţinute.

O lucrare apărută în două părţi în revista sovietică „Automatika i telemehanika" este „Sinteza sistemelor de reglare automată cu acţionare aleatoare" scrisă de N. J. Sokolov. În prima parte a lucrării se propune o metodă pentru determinarea funcţiei de transfer dorite a unui sistem de reglare automată cu un ordin de astatism dat la acţiuni aleatoare staţionare, iar în partea a doua este expusă o metodă pentru determinarea funcţiei de transfer dorite a unui sistem de urmărire.

Menţionăm, de asemenea, articolul „Determinarea eficienţei de transmisie a informaţiei telemecanice", în care V. A. Ilin propune şi fundamentează un criteriu de viteză de transmisie a informaţiei raportată la banda de frecvenţă folosită într-un canal de telecomunicaţii. Se determină şi se compară eficienţa de transmisie la o serie întreagă de sisteme fundamentale de telemecanică.

În domeniul de aplicare a ciberneticii în procesele de mecanizare a gîndirii, R. A Zaripov se ocupă de programarea procesului de compunere a muzicii. Autorul descrie un algoritm care imită procesul compunerii unei piese instrumentale monodice prezentînd cîteva piese compuse de maşina Ural-1.

Publicaţia mai cuprinde articole în probleme legate de planificarea economiei naţionale, transporturi, biologie; de asemenea despre programele standard, despre aplicarea logicii cu mai multe valori în teoria schemelor cu relee, privitor la măsurarea interstiţiilor dinamice ale cilindrilor magnetici pentru maşinile de calculat etc. Conţine de asemenea o bogată „Cronică a vieţii ştiinţifice".

La sfîrşitul volumului sînt publicate, pentru buna informare a cititorilor, titlurile articolelor apărute în ultimii ani în publicaţiile Institutului de studii romîno-sovietic, lucrări preţioase pentru acei care se documentează în problemele de automatică şi cibernetică.

V.D.

Mc. CLUSKEY, E. J. Jr., şi BARTEE, T. C. **Privire asupra teoriei circuitelor cu contacte.** Mc. Graw-Hill, New-York 1962, 205 p., 76 tab, 51 fig.

Volumul acesta reuneşte lucrările prezentate în anul 1960 în cadrul unei sesiuni a Subcomitetului privind circuitele logice şi cu contacte al Institutului american de ingineri electricieni (A.I.E.E.).

Lucrarea este compusă din două părţi, avînd 11 capitole.

În primul capitol se dau noţiuni generale privind algebra logicii (calculul propoziţional). Se introduc noţiunea de tabelă de adevăr, principiul dualităţii şi cele 16 funcţii conective de două variabile.

În capitolul al II-lea se prezintă numerele binare, codurile şi problema exprimării numerelor în diverse baze fixe şi variabile.

Formarea problemelor de bază ale teoriei schemelor cu contacte se face în capitolul al III-lea. Se introduc, astfel, circuitele elementare de bază şi se dau exemple de realizare a unor funcţii logice de mai multe variabile, prin utilizarea unor circuite tip.

Capitolul al IV-lea abordează metodele prin care se poate realiza proiectarea unor scheme cu contacte, care răspund la anumite proprietăţi date. Se prezintă o metodă dezvoltată de Karnaugh, ca şi alte metode în parte analoge.

Capitolul al V-lea tratează importanta problemă a minimizării reţelelor. Acest capitol, redactat de E. J. Mc Cluskey, se caracterizează printr-o exprimare foarte clară.

Ultimul capitol al primei părţi este dedicat unei chestiuni foarte moderne, şi anume proiectării circuitelor cu contacte cu ajutorul calculatoarelor electronice.

În această parte se citează rezultatele obţinute în Uniunea Sovietică de Gavrilov şi Parhomenko, ca şi calculatoarele speciale ale lui Tukanov şi Rodin.

În partea a doua se studiază circuitele secvenţiale.

Se începe cu metoda tabelelor prin care se descrie evoluţia circuitelor secvenţiale. Se prezintă şi metoda tabelelor de tranziţii.

În capitolul următor se studiază derivarea şi obţinerea tabelelor cuprinzînd stările unei reţele secvenţiale. Se abordează şi unele chestiuni de clasificare generală.

Simplificarea tabelelor de stare ale circuitelor secvenţiale formează obiectul unui capitol special. Se dau indicaţii generale şi metode speciale cu care se poate realiza această simplificare. O serie de exemple ilustrează metoda propusă.

O problemă importantă privind circuitele secvenţiale este sinteza circuitelor, plecînd de la tabelele de stare. Această problemă este prezentată într-un capitol special.

Structura matematică a maşinilor secvenţiale formează obiectul ultimului capitol. Această chestiune are, evident, o legătură strînsă cu problema automatelor finite.

Întreaga lucrare este caracterizată printr-o foarte mare claritate îmbinată cu expunerea riguroasă a problemelor abordate, şi aceasta fără să se utilizeze un aparat matematic complicat şi fără să se împieteze asupra rigurozităţii matematice.

Fără îndoială că lucrarea va fi deosebit de utilă tuturor celor care doresc să aibă o vedere de ansamblu a problematicii mecanismelor automate cu contacte.

Lucrarea poate să fie considerată ca o excelentă introducere în variatele probleme ale circuitelor cu contacte.

E.N.

Culegere de articole cibernetice (Kiberneticeskii sbornik), Moscova, nr. 4, 1962, p. 256.

Începînd cu nr. 4/1962, interesanta culegere sovietică de articole de cibernetică apare sub egida Consiliului ştiinţific pentru cibernetică al Academiei de Ştiinţe a Uniunii Sovietice.

Prezentul număr cuprinde 14 articole, grupate în trei rubrici: probleme matematice; calculatoare şi programare; lingvistică matematică.

În prima parte, rezervată problemelor matematice, se începe cu un studiu privind problemele codării mesajelor. Acest studiu este semnat de către P. Elias, cunoscut specialist în problemele codării.

Urmează apoi un studiu privind teoria reţelelor logice. Acest gen de preocupări are unele legături cu studiile mai vechi întreprinse asupra reţelelor neuronale; totuşi, ca mod de tratare a problemelor, este complet diferit de studiul clasic al lui Mc Culloch şi Pitts.

Problemele automatelor finite formează obiectul celui de-al treilea studiu al acestui volum. Modul de punere a problemelor este cel clasic.

Referitor la controlul sumatorilor, W. Peterson dă o metodică de lucru.

Într-un alt articol, acelaşi autor, în colaborare cu un alt cercetător, discută problema codurilor cu ajutorul cărora se pot controla realizările de operaţii logice în reţele automate.

Evident, deoarece la calculatoare se întrebuinţează un mare număr de elemente de circuit, elemente care au o anumită siguranţă finită în funcţionare, este normal să se dezvolte o tehnică specială privind încercarea metodică a funcţionării unor astfel de automate.

În cea de-a doua parte, rezervată calculatoarelor electronice şi programării, se remarcă un studiu privind aplicarea teoriei grafelor la programarea calculatoarelor digitale. Este firesc ca în schemele logice să se recurgă la această teorie.

De asemenea, în această parte trebuie remarcat un studiu privind un compilor capabil de a învăţa. Este vorba despre un sistem bazat pe aşa-numitul program FORTRAN, care este un sistem, de traducere a formulelor matematice, de unde de altfel derivă numele lui FORmula TRANslating.

În aceeaşi parte referitoare la calculatoare, F. Rosenblatt publică un articol privind generalizările perceptuale cu ajutorul transformărilor grupale.

Se ştie că F. Rosenblatt este autorul perceptronului, o maşină care modelează procesul de percepere, fiind un sistem autoadaptiv capabil de a recunoaşte anumite forme.

În studiul de faţă, după o prezentare a perceptronului şi a cîtorva din performanţele sale anterioare, se trece la rezolvarea problemei enunţate în titlu.

În aceeaşi secţiune, un alt articol are titlul îndrăzneţ „Experimente referitoare la maşini care învaţă şi gîndesc". Se prezintă unele noţiuni în legătură cu programele adoptate pentru calculatoarele cu care s-a lucrat la autoanaliză, la programe ciclice şi la clasificări.

Perceptronul Mark-1 formează obiectul unui alt articol. În prima parte se dă descrierea acestui calculator care este capabil de a învăţa anumite chestiuni. Partea a doua a articolului conţine prezentarea unor caracteristici ale sistemului şi rezultatele unor experienţe efectuate.

Acelaşi gen de probleme formează obiectul şi al altor studii prezentate în acest volum. Unul dintre articole se referă la recunoaşterea caracterelor cu ajutorul reţelelor adaptive, iar altul se referă la predicţia performanţelor perceptronului.

Ultima parte, referitoare la lingvistica matematică, conţine un singur studiu al cunoscutului lingvist N. Chomsky, scris în colaborare cu G. A. Miller, şi se referă la limbile cu un număr finit de stări.

Se menţionează că în ultimul timp problema descrierii logice a limbilor, problema modelelor de limbă, este în centrul atenţiei specialiştilor, cunoscutul specialist sovietic Revzin publicînd recent chiar o carte intitulată „Modele de limbă".

E.N.

REFERATE

WOUK, V. **Un nou sistem de redresor stabilizat mic, uşor şi de randament mare.** În: Trans. IRE on industrial electronics, decembrie, 1962, p. 84—96.

Se descrie un nou tip de redresor stabilizat care nu utilizează transformator de reţea şi care conţine foarte puţine elemente disipative.

Principiul de funcţionare este următorul: curentul alternativ de la reţea este transformat direct în curent continuu. Redresorii cu siliciu controlaţi sînt utilizaţi pentru a genera impulsuri de frecvenţă mai mare de lăţime variabilă.

Sistemul este avantajos la puteri în jur de 2 kVA.

La un factor de stabilitate de 0,5% randamentul global este de 83%.

E.N.

TOLD, C. D. **Parametrii diodelor-tunel.** În: Trans. IRE on instrumentation, **vol. I**, nr. 10, 1962, p. 57—63.

Se definesc parametrii diodei-tunel, se dă schema echivalentă pentru semnale mici alternative şi se dă o metodică cu ajutorul căreia pot fi determinate elementele acestei scheme.

Se arată cum se poate ridica cu ajutorul oscilografului catodic caracteristica diodelor-tunel, şi cum se pot măsura parametrii de curent continuu ai acestui dispozitiv semiconductor.

Se dau scheme cu ajutorul cărora se pot măsura parametrii care intervin în schema echivalentă a diodei-tunel.

Se dau detalii asupra modului în care poate să fie realizată, practic, măsurarea parametrilor.

Printre mărimile care se măsoară la dioda-tunel se menţionează: capacitatea de joncţiune, rezistenţa-serie, rezistenţa negativă dispusă în paralel pe capacitate.

E.N.

NIKIFORUK, P. N. **O metodă pentru măsurarea unghiului de fază.** În: Electronic engineering, februarie, 1963, p. 104—105.

Metoda este foarte simplă şi necesită o aparatură foarte redusă.

Dacă semnalele $u_1 = E_1 \sin \omega t$, $u_2 = E_2 \sin(\omega t + \varphi)$ au aceeaşi amplitudine $E_1 = E_2 = E_1$, atunci amplitudinea sumei $u_1 + u_2$ este $u_u = 2E \cos(\varphi/2)$, iar amplitudinea $u_1 - u_2$ este $u_m = 2E \sin(\varphi/2)$.

Cunoscînd pe E şi măsurînd pe u_u sau u_m se determină φ.

E.N.

BOULTER, A. B. **Un nou dispozitiv semiconductor pentru circuite digitale.** În: Electronic engineering, februarie, 1963, p. 86—91.

Se descrie un nou dispozitiv semiconductor denumit tranzistor cu emitor multiplu.

Dispozitivul este format dintr-o regiune colectoare de tip n, în care se află o regiune mai mică ce formează o bară de tip p; pe aceasta se află mai multe regiuni de tip n, care lucrează ca emitori.

Dispozitivul poate lucra ca poartă şi ca element de cuplaj în circuite logice. Pentru aceeaşi viteză de lucru, noul circuit consumă o putere mai mică decît circuitele clasice şi are o funcţionare stabilă pentru temperaturi cuprinse între —55° şi 125°C.

E.N.

VOLSKAMP, J. H. **Sistem automat de optimizare.** În: Instrum. Techn. **14**, nr. 3, septembrie 1962, p. 192—200, 16 fig.

În sistemul descris procesul îşi adaptează valoarea mărimii de intrare în aşa fel încît să se optimalizeze o proprietate a mă-

rimii de ieşire. Procesul este alcătuit dintr-o parte cu caracteristică statică neliniară avînd un minim sau un maxim.

Optimalizarea este realizată prin variaţia continuă a mărimii de intrare cu o viteză constantă pozitivă sau negativă, de către sistemul însuşi. Această variaţie a mărimii de intrare şi variaţia corespunzătoare a mărimii de ieşire sînt combinate cu ajutorul unui element logic de coincidenţă şi al unui circuit auxiliar care conţine un model al procesului.

Sistemul funcţionează şi în cazul unor perturbaţii mari. El este indicat şi pentru optimalizarea a două funcţii static neliniare cu caracteristica dinamică liniară, caz întîlnit în practică.

I.D.

LADE, R. N. şi JORDAN, A. G. **Caracteristica statică a joncţiunilor P + P sau N + N.** În : Journal of electronics and control, **13**, iulie, 1962, p. 23—34.

Este un lucru cunoscut ca una dintre posibilităţile de a obţine contacte ohmice este aceea de a dota mai puternic extremitatea semiconductorului care vine în contact cu metalul (fig. 1). Atunci se creează o joncţiune, de exemplu

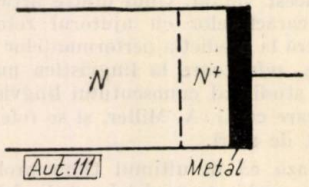


Figura 1

de tip NN^+. În lucrarea de faţă se examinează teoretic şi experimental proprietăţile joncţiunilor NN^+ (sau PP^+) şi se constată că aceste joncţiuni numite ohmice au o comportare neliniară la niveluri mari de injecţie.

M.D.

KUZMIN, V. A. **Caracteristica dispozitivelor semiconductoare de structură PNPN în stare de conducţie.** În : Radiotehnika şi elektronika, **7**, nr. 12, 1962, p. 171—177.

În această lucrare se examinează porţiunea de conducţie a caracteristicii unui dispozitiv bipolar PNPN. Metoda de atac a problemei are la bază lucrările cunoscute ale lui Stafeev asupra teoriei joncţiunii PN la nivele mari de injecţie. Şi în această lucrare se examinează cazul nivelelor mari de injecţie, găsindu-se distribuţia purtătorilor de sarcină, căderile de tensiune la joncţiunile PN şi, deci, la întreaga structură PNPN în funcţie de curentul care trece prin structură. Lucrarea are un caracter teoretic.

M.D.

PUŢILLO, V. P. şi STRAHOV, V. P. **Aplicarea metodei de programare neliniară pentru rezolvarea problemai transportului optim al metalului la bluming.** În : Avtomatika i telemehanika, **XXIII**, nr. 8, 1962, p. 1 067 — 1 077.

Se descrie metoda aplicării programării neliniare pentru rezolvarea problemei organizării mijloacelor de transport la aducerea metalului la bluming.

Se indică punerea problemei şi metodica de calcul a dirijării optime, a acţionării, folosind metoda gradientului. Criteriul de optimalizare în acest caz îl constituie asigurarea minimului greutăţii medii a materialului în timpul opririi blumingului şi în timpul încărcărilor în coloanele de încălzire.

Aplicarea metodei gradientului permite să se definească organizarea optimă a mijloacelor de transport şi punerea de acord a lucrului lor cu timpul de laminare.

I.D.

ŢPKIN, IA. Z. **Despre cîteva proprietăţi ale sistemelor automate neliniare absolut stabile cu impulsuri.** În : Automatika i telemehanika, **XXIII**, nr. 12, 1962, p. 1 565—1 570.

În lucrare se dau formulările criteriilor de stabilitate absolută a sistemelor automate neliniare cu impulsuri, comparativ cu caracteristicile sistemelor automate liniare în circuit închis şi deschis cu impulsuri.

Autorul fundamentează cîteva proprietăţi ale caracteristicilor de impuls al părţii liniare a impulsului.

Pe baza acestor rezultate sînt arătate căile de cercetare a stabilităţii absolute cu ajutorul metodelor analitice, grafo-analitice şi al modelării matematice a sistemelor liniare cu impulsuri în circuit închis şi deschis.

I.D.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYV- DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI 1883

СОДЕРЖАНИЕ

ДК **654.078.002.5**

MEILTZ, G. şi ZAMFIRESCU, I. :

Метод решения транспортной задачи.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), № 2, стр. 49—54

В статье освещается новый метод линейного программирования, способствующий решению транспортной задачи.

ДК **621—52(44),,1o9"**

NAMY, M. :

Современные аспекты автоматизации.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), № 2, стр. 55—60

Приводится описание ряда новейших работ по автоматизации, проведенных во Франции.

ДК **621.53.001.24 :519.2**

CRISTESCU, R. :

О динамических системах, сигналами которых являются обобщенные стохастические процессы.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), № 2, стр. 61—63

Освещается аналитический метод определения технических характеристик систем, характеризующиеся весовой обобщенной функцией, сигналами которого являются обобщенные стохастические процессы, с применением теории распределений.

ДК **621.397.743 :66j69**

POENARU, D. :

Телевизионные установки, применяемые в промышленности и научном исследовани.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), № 2, стр. 64—75

Освещаются методы усовершеествования чувствительности видео каптажных камер, применяемых в промышленности и в научных исследованиях и описывается телевизионная установка, разработанная в нашей стране.

ДК **6621—63 :621.3.029.1 :519.2**

NESTORESCU, D .

Графо-аналитический метод определения частотных характеристик элемента с использованием методов анализа стохастических процессов.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), № 2, стр. 75—87

Описывается метод численного расчета частотных характеристик ряда элементов с применением спектральных методов в случае стационарных переходных функций второго порядка.

ДК **621—53 :621.3.012.3.029.1 :530.13**

ARDELEAN, GH. :

Амплитудно-частотные характиристики нелинейных систем автоматического регулирования.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), № 2, стр. 87—92

Дается описание способа определения частотных характеристик нелинейных автоматических систем с использованием статических характеристик нелинейных элементов.

ЗАМЕТКИ, стр. 92—93

РЕЦЕНЗИИ, стр. 93—95

РЕФЕРАТЫ, стр. 95—96

INHALTSVERZEICHNIS

DK 654.078.002.5

MEILTZ, G. und ZAMFIRESCU, I. :

Ein Verfahren zur Reglung der Transportfrage.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), H. 2, S. 49—54

Im Aufsatz wird ein neues Verfahren der linearen Programmierung für die Reglung der Transportfrage beschrieben.

DK 621—52(44),,19"

NAMY, M. :

Gegenwärtige Aspekte der Automatisierung.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), H. 2, S. 55—60

Es werden einige modernen Automatisierungsarbeiten in Frankreich dargelegt.

DK 621—53.001.24 :519.2

CRISTESCU, R. :

Über die dynamischen Systeme, deren Signale verallgemeinerte stochastische Prozesse darstellen.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), H. 2, S. 61—63

Der Verfasser beschreibt ein Analyseverfahren der Leistung dynamischer Systeme, die durch eine verallgemeinerte Hauptfunktion charakterisiert werden und deren Signale verallgemeinerte stochastische Prozessse darstellen. Hierzu wird die Verteilertheorie verwendet.

DK 621.397.743 :66 69

POENARU, D. :

In der Industrie und wissenschaftlichen Untersuchungen verwendete Fernsehanlagen.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), H. 2, S. 64—75

Der Verfasser beschreibt die Verfahren zur Erhöhung der Empfindlichkeit der Ikonoskope, die in der Industrie und bei wissenschaftlichen Untersuchungen verwendet werden. Ferner wird eine in unserem Lande gebaute Fernsehvorrichtung beschrieben.

DK 621—53 :621.3.029.1 :519.2

NESTORESCU, D. :

Graphisch-analytisches Verfahren zur Bestimmung der Frequenzkenndaten eines Elements auf Grund der Analyse stochastischen Prozesse.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), H. 2, S. 75—87

Im Aufsatz wird ein numerisches Berechnungsverfahren der Frequenzkenndaten einiger Elemente dargelegt. Dabei werden im Falle der Zweitrangigen aleatorischen stationären Funktion, spektrographische Verfahren angewandt.

DK 621—53 :621.3.012.3.029.1 :530.13

ARDELEAN, GH. :

Die Amplituden-Frequenz-Kenndaten der unlinearen automatischer Regelsysteme.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), H. 2, S. 87—92

Es wird ein Bestimmungsverfahren der Frequenzkenndaten unlinearer automatischer Systeme angezeigt, wobei statische Kenndaten der unlinearen Elemente verwendet werden.

NOTEN, S. 92—93

BUCHBESPRECHUNGEN, S. 93—95

REFFERATE, S. 95—96

SOMMAIRE

CD 654.078.002.5

MEILTZ, G. et ZAMFIRESCU, I.:

Une méthode pour résoudre le problème des transports.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 49—54

On donne une méthode nouvelle de programmation linéaire pour la résolution du problème des transports.

CD 621—52(44)„19"

NAMY, M. :

Aspects actuels de l'automatisation.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 55—60

On présente quelques études et réalisations actuelles concernant l'automatisation en France.

CD 621—53.001.24 :519.2

CRISTESCU, R. :

Sur les systèmes dynamiques dont les signaux sont des processus stochastiques généralisés.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 61—63

En se fondant sur la théorie des distributions, on développe une méthode analytique pour les performances des systèmes dynamiques, caractérisés par une fonction pondératrice généralisée ayant comme signaux des processus stochastiques généralisés.

CD 621.397.743 :66.69

POENARU, D. :

Installations de télévision utilisées dans l'industrie et dans la recherche scientifique.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 64—75

On présente les méthodes d'amélioration de la sensibilité des caméras vidéo employées dans l'industrie et dans la recherche scientifique et on décrit une installation de télévision réalisée en Roumanie.

CD 621—53 :621.3.029.1 :519.2

NESTORESCU, D. :

Méthode grapho-analytique pour déterminer les caractéristiques de fréquence d'un élément en prenant pour appui les méthodes de l'analyse des processus stochastiques.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 75—87

On expose une méthode de calcul numérique des caractéristiques de fréquence de certains éléments en se basant sur les méthodes spectrales dans le cas des fonctions aléatoires stationnaires de deuxième ordre.

CD 621—53 :621.3.012.3.029.1 : 530.13

ARDELEAN, GH. :

Les caractéristiques amplitude-fréquence des systèmes non-linéaires de réglage automatique.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 87—92

On décrit un procédé pour la détermination des caractéristiques de fréquence des systèmes automatiques non-linéaires en utilisant les caractéristiques statiques des éléments non-linéaires.

NOTES, p. 92—93

COMPTES RENDUS, p. 93—95

EXTRAITS, p. 95—96

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

CONTENTS

DC 654.078.002.5

MEILTZ, G. and ZAMFIRESCU, I. :

A method for the solving of the problem of transports.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 49—54

The documents give a new method of linear time-table for the solution of the problem of transports.

DC 621—52(44)„19"

NAMY, M. :

Present aspects of automation.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 55—60

Modern automation works in France are described.

DC 621—53.001.24 :519.2

CRISTESCU, R. :

About the dynamic systems whose signals are generalized stohastic processes.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 61—63

The author presents a method of analysis of the performances of the dynamic systems, characterized by a generalized weight function, using as signals generalized stohastic signals, based on the distribution theory.

DC 621.397.743 :66.69

POENARU, D. :

Television equipements used in industry and in scientific research.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 64—75

Methods of improvement of the sensibility of the videocaptor cameras used in industry and in the scientific research, as well as a television equipement realised in our country, are presented.

DC 621—53 :621.3.029.1 :519.2

NESTORESCU, D. :

Grapho-analytical method of determining the characteristics of an element's frequency by means of the analysis of the stohastic processes.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 75—87

A method of numerical reckoning of the characteristics of the frequency o some elements by means of spectral methods in the case of the aleatory constant functions of second order is presented.

DC 621—53 :621.3.012.3.029.1 :530.13

ARDELEAN, GH :

Amplitude — frequency characteristics of the non-linear systems of automatic regulation.

Automatica şi Electronica, **7** (1963), no. 2, p. 87—92

A proceeding for the determination of the frequency characteristics of the automatic non-linear systems, by means of the static characteristics of the non-linear elements, is presented.

NOTES, p. 92—93

BOOK-REVIEWS, p. 93—95

REPORTS, p. 95—96

orizont

CUMPĂRAȚI CU ÎNCREDERE, RADIO-RECEPTORUL „ORIZONT" REALIZAT DE UZINELE „ELECTRONICA"

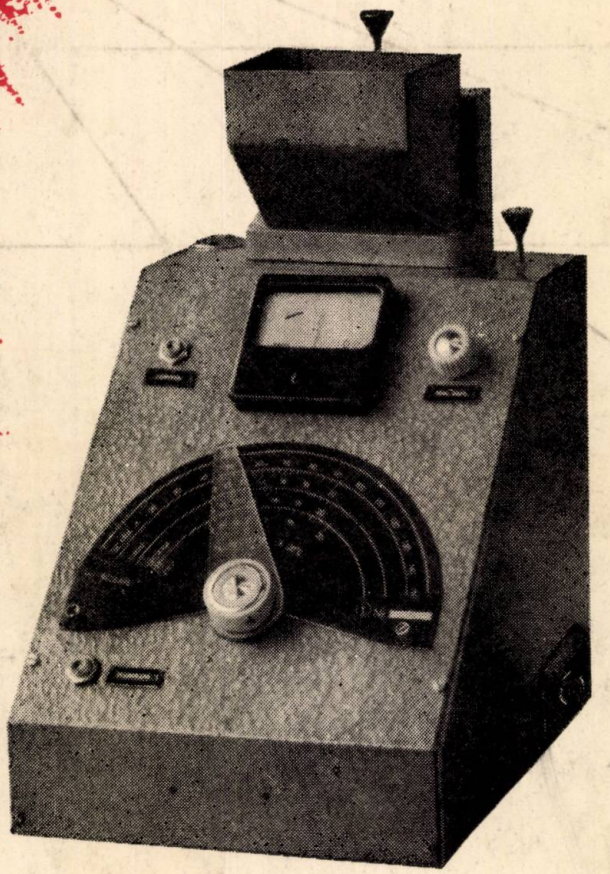
Sensibil, selectiv, reproducere sonoră perfectă

- **5 + 2 tuburi electronice**
- **claviatură cu 7 clape**
- **5 game de unde**
- **indicator optic de acord**
- **2 difuzoare**

Electronica

Caseta armonios îmbinată și cu o rezonanță ireproșabilă, dă o notă de eleganță oricărui interior

Electronica



Uzinele „ELECTRONICA" str. Baicului nr. 82, realizează următoarele produse de electronică industrială:

◆ **UMIDOMETRE** tranzistorizate destinate măsurării umidității produselor agricole;

◆ Amplificatoare de audiofrecvență cu putere nominală la ieșire de 10 W, 20 W, 250 W și 500 W, destinate amplificării transmisiunii de la microfon, radio, magnetofon pentru centre de radioficare din întreprinderi și instituții;

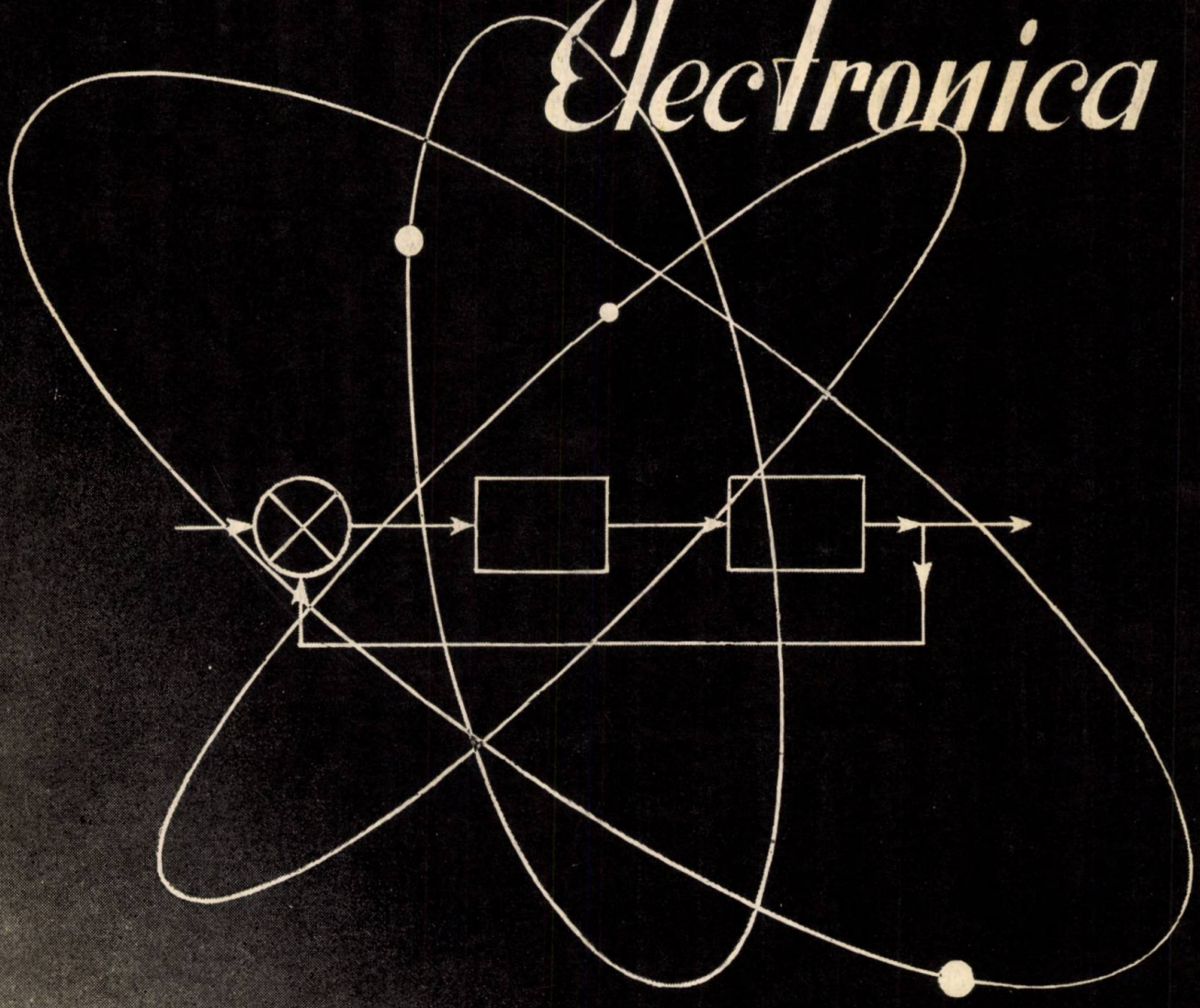
◆ Generator de I. F. capacitiv cu 5 kW putere nominală la ieșire, utilizat în industria mobilei.

În curs de punere în fabricație:

◆ Releu electronic temporizat;

◆ Nivostat capacitiv

Automatica și Electronica

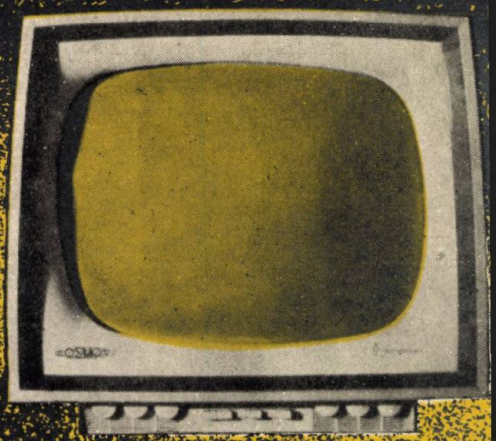


E 2551

VOL. 7
1963
Nr. 3
MAI
IUNIE
P. 97 — 144
BUCUREȘTI

Electronica

COSMOS



azur

„COSMOS" – Televizor modern cu ecran mare avînd diagonala de 54 cm. Imagine de cea mai bună calitate datorită strălucirii ei deosebite. Înzestrat cu cele mai noi dispozitive de reglaj automat. Performanțe acustice remarcabile.

Televizorul este realizat cu cablaj imprimat.

- comutator de canale cu 12 poziții
- 18 tuburi electronice + 9 diode semiconductoare + 1 redresor cu seleniu
- 3 difuzoare

„AZUR" – Televizor cu circuite imprimate. Linie elegantă și stabilitate remarcabilă în funcționare. Imagine de înaltă calitate.

- comutator de canale cu 12 poziții
- diagonala ecranului de 43 cm
- 16 tuburi electronice + 2 diode cu germaniu + 2 diode cu seleniu
- tensiunile de alimentare: 120 V și 220 V.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 7 (1963) nr. 3 (mai—iunie), p. 97—144

CUPRINS

CZ 621—53 : 513

PAPADACHE, I. :

Studiul sistemelor de reglare prin metode topologice.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 97—99

Metodele topologice permit o calculare rapidă a funcțiilor de transfer ale sistemelor de reglare automată complexă. Se prezintă aspectele generale ale acestei teorii și aplicații specifice sistemelor de reglaj.

CZ 007 : 612 : 621.37

NICOLAU, E. și BĂLĂCEANU, C. :

Contribuții la studiul rețelelor instruibile.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 100—106

În lucrare se face un studiu cibernetic al rețelelor formate din puțini neuroni capabili de instruire.

CZ 621.398.017.8.001.24

SÎMBOTIN, C., TUDOROIU, V., MIHĂILESCU, E. și BRANA, C. :

Modul de organizare a sistemelor moderne de telemecanică industrială.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 106—110

Se analizează sisteme de telemecanică moderne, sub raportul optimizării, proceselor tehnologice și al eficienței maxime. Aceste sisteme sînt analizate în ideea corelării lor cu un sistem de automatizare complexă.

CZ 621.398 : 621.317.002.6

DUMA, M., FELEA, I. :

Aparatură automată de telecontrol al stării unui ansamblu de obiecte dispersate.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 111—113

În lucrare se expun unele date cu privire la premisele și modul de funcționare a aparaturii automate de telecontrol al stării unui ansamblu de obiecte dispersate.

CZ 621-53 : 621.3.012.3.029.1 : 530.13

RADU, A. :

Generatoare magnetice de impulsuri alimentate cu tensiune alternativă variabilă.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 114—121

Se studiază particularitățile generatoarelor magnetice pentru impulsuri de mare putere alimentate cu tensiune alternativă de amplitudine variabilă.

CZ 621.317.72 : 511 : 518.5

CRISTEA, P., DUMBRAVĂ, D., LUCIAN, L. și ȘIPOȘ, I. :

Convertor analog-numeric de tensiune tranzistorizat pentru sisteme automate numerice.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 122—127

În articol se prezintă un convertor analog-numeric tranzistorizat, cu funcție de organ de legătură între traductoarele parametrilor procesului industrial de reglat și dispozitivul electronic numeric de conducere.

CZ 621.375.4 : 621.382.13 : 621-53

HERȘCOVICI, H. :

Regulatoare PID cu tranzistoare pentru procese lente.

Automatica și Electronica **7** (1963), nr. 3, p. 127—136

Se expun în lucrare problemele ce apar la utilizarea amplificatoarelor cu tranzistoare în regulatoarele PID pentru procese lente și se descriu recentele realizări în acest domeniu.

ACTUALITĂȚI, p. 136—139

RECENZII, p. 140—141

CRONICĂ, p. 142

DOCUMENTARE, p. 143—144

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA, ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. I. LĂZĂROIU.; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Metalurgiei și Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.M.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice M.M.C.M. — cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, Str. Brezoianu nr 23—25, București, c. 2437

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR

Vol. VII (pag. 97—144) Nr. 3, mai—iunie București, 1963

Ing. I. PAPADACHE *

Studiul sistemelor de reglare prin metode topologice

În studiile asupra sistemelor de reglare liniare, publicate în literatura noastră tehnică, nu s-au întrebuințat pînă acum metodele topologice. Ne referim prin aceasta la ceea ce în literatura tehnică franceză este înțeles sub denumirea: „Diagramme de fluence" sau în literatura de limbă engleză prin „Signal flow graphs".

Aplicarea acestor metode aduce simplificări evidente, față de alte metode, mai ales în cazurile în care sistemele studiate sînt de complexitate medie sau dacă ecuațiile liniare care descriu comportarea unui sistem fizic sînt incomplete, adică au numeroși coeficienți egali cu zero. Această situație se întîlnește, de altfel, deseori în practică.

În acest prim articol se vor descrie principiile generale ale metodei, așa cum au fost expuse de autorii lor [1], [2], [3], și cu perfecționările aduse ulterior. În articolul următor se vor expune aplicații tipice ale acestei metode în cazul sistemelor de reglare automată, din care unele făcute de autorul acestui articol. Se va denumi această metodă diagrama semnalelor. O asemenea diagramă este o rețea de ramuri dirijate, care se întîlnesc în noduri. Ramura jK începe de la nodul j și se termină la nodul K, direcția de la j la K, în care semnalul parcurge ramura, este indicată printr-o săgeată. De fiecare ramură jK este asociată o mărime Y_{jK}, denumită în general transmitanța ramurii, și care se notează printr-o majusculă pusă lîngă săgeată. În cazul sistemelor de reglare denumirea uzuală pentru transmitanță este „funcție de transfer". De fiecare nod este asociată o mărime X_j denumită semnalul nodului. Trebuie de asemenea precizat că într-o asemenea diagramă a semnalelor, semnalele și funcțiile de transfer sînt transformatele variabilelor din domeniul timpului. Se presupune că se întrebuințează transformata Laplace și deci, cu condițiile inițiale zero, relația generală (fig. 1 a) este:

$$E(s) = I(s)\, Y(s),$$

în care $Y(s)$ este funcția de transfer a ramurii care leagă nodurile avînd semnalele $I(s)$ și $E(s)$. Se va elimina — pentru simplificare — în textul ce urmează indicarea variabilei complexe s, majusculele indicînd transformata Laplace.

În figura 1 s-a arătat o reprezentare-bloc, precum și reprezentarea echivalentă în diagrama semnalelor.

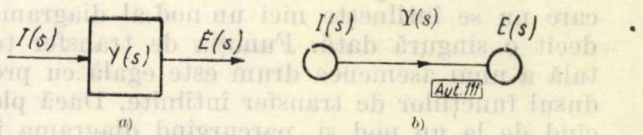


Fig. 1. Reprezentare:
a — schema-bloc; b — diagrama semnalelor.

Din această reprezentare se deduce o primă regulă utilizată în diagrama semnalelor, și anume că un semnal parcurgînd o ramură este multiplicat cu funcția de transfer a ramurii.

În figura 2 s-a introdus operația de adunare în diagrama semnalelor, indicîndu-se, de asemenea, mai întîi schema-bloc. Se vede că semnalul în fiecare nod este suma semnalelor care sosesc la nod.

$$E = I_1 Y_1 + I_2 Y_2$$

$$X_z = X_i A + X_k B$$

* Ing. *I. Papadache* este șef de secție la ICET.

Valoarea semnalului dintr-un nod este transmisă pe toate ramurile care pleacă din nodul considerat. În diagrama semnalelor, constituită după metoda Coates [3], fiecare nod reprezintă

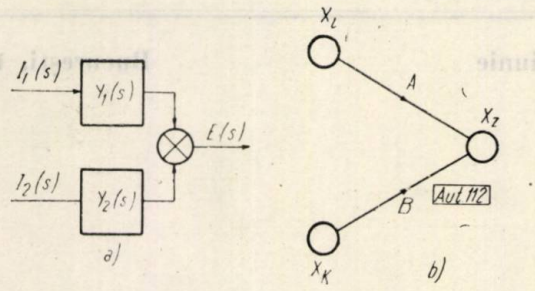


Fig. 2. Reprezentarea adunării :
a – în schema-bloc ; *b* – în diagrama semnalelor.

o variabilă identic nulă. Se va întrebuința prima regulă și care stă la baza formulelor stabilite de Mason [1], [2].

În figura 3 s-a reprezentat schema-bloc a unui sistem de reglare și diagrama semnalelor corespunzătoare [4], păstrîndu-se aceeași notație pentru semnale și funcții de transfer.

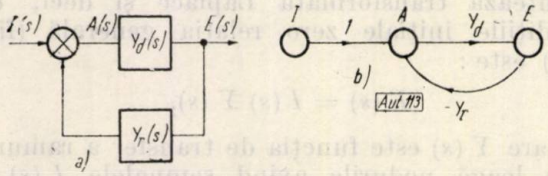


Fig. 3. Reprezentarea unui sistem de reglare :
a – schema-bloc ; *b* – diagrama semnalelor.

Dacă se consideră două noduri i și k în diagrama semnalelor, se denumesc drumuri între i și k felurile în care se ajunge pe această diagramă de la nodul i la nodul k, mergînd pe fiecare ramură întîlnită în sensul săgeților, și considerînd drept drumuri numai acelea în care nu se întîlnește nici un nod al diagramei decît o singură dată. Funcția de transfer totală a unui asemenea drum este egală cu produsul funcțiilor de transfer întîlnite. Dacă plecînd de la un nod și, parcurgînd diagrama în sensul săgeților, se ajunge, după ce se parcurge una sau mai multe ramuri și se întîlnește zero sau un număr oarecare de noduri, la nodul de la care s-a plecat, se denumește acest parcurs o buclă a diagramei. În diagrama din figura 3 b se observă că există o asemenea buclă. Funcția de transfer a unei asemenea bucle este egală cu produsul funcțiilor de transfer întîlnite.

Se vor aplica definițiile și regulile de mai sus la diagrama din figura 4, inspirată din [2] în care se vor indica cu litere mari $A \cdots H$ funcțiile de transfer al diferitelor ramuri și cu Y_{45} funcția de transfer totală între nodurile 4 și 5.

În această diagramă sînt trei bucle, și anume :

B_1 cu funcția de transfer H ;
B_2 cu funcția de transfer FG ;
B_3 cu funcția de transfer DE.

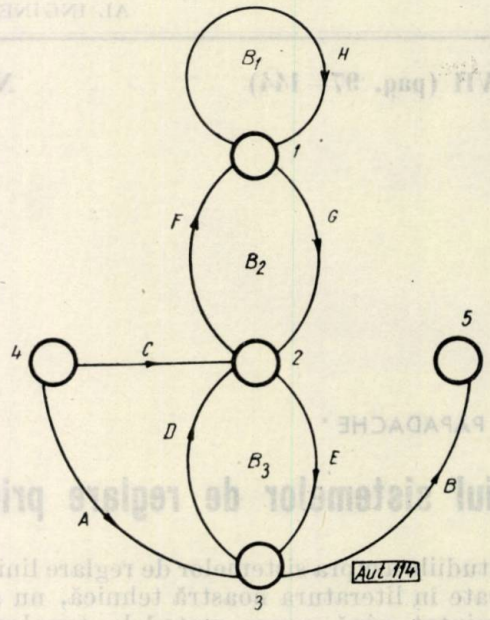


Fig. 4. Exemplu de diagramă a semnalelor cu mai multe bucle.

Se consideră nodurile 4 și 5 și se propune să se stabilească drumurile între ele. Din examinarea figurii se vede că sînt două drumuri, și anume drumul D_1 (4—2—3—5) cu funcția de transfer CEB și drumul D_2 (4—3—5) cu funcția de transfer $A\,B$.

Formula generală stabilită de Mason, care dă funcția de transfer totală între două noduri oarecare j și k dintr-o diagramă a semnalelor, este :

$$Y_{ik} = \frac{\sum\limits_{d} C_d \left(1 - \sum\limits_{i} B_{id} + \sum\limits_{2}\prod B_{id} - \sum\limits_{3}\prod B_{id} + \cdots\right)}{1 - \sum\limits_{r} B_r + \sum\limits_{2}\prod B_r - \sum\limits_{3}\prod B_r + \cdots} \qquad (1)$$

în care s-a notat cu :

C_d — funcția de transfer totală a fiecăruia din cele d drumuri dintre nodul j și k ;
B_r — funcția de transfer a buclei r, egală cu produsul funcțiilor de transfer întîlnite parcurgînd bucla în sensul săgeților ramurilor ;
B_{id} — funcția de transfer a buclei i, care nu are nimic comun, nod sau ramură, cu drumul d ;
$\prod\limits_{n}$ — produsul funcțiilor de transfer al n bucle care nu au nimic comun, nod sau ramură.

Expresia de la numitorul acestei formule se notează cu Δ și reprezintă de fapt determinantul sistemului de ecuații liniare care descriu sistemul fizic considerat.

Se va aplica această formulă — aparent complicată — la exemplele de mai sus, pentru a vedea că aplicarea ei este foarte simplă. Este

suficient, de altfel, să se facă numai cîteva exerciţii pentru a căpăta experienţa necesară cu această metodă.

În cazul diagramei din figura 4 se obţine :

$$\Delta = 1 - B_1 - B_2 - B_3 + B_1B_3 = 1 - H - FG - DE + HDE.$$

Pentru cele două drumuri D_1 şi D_2 între nodul 4 şi 5, funcţiile de transfer sînt CEB şi AB. Aplicînd formula lui Mason se obţine funcţia de transfer Y_{45} :

$$Y_{45} = \frac{CEB(1 - H) + AB(1 - H - FG)}{1 - H - FG - DE + HDE}.$$

Formula (1) se poate scrie şi sub forma :

$$Y_{jk} = \frac{\sum_d C_d \Delta_d}{\Delta} \qquad (2)$$

în care Δ_d este un minor al determinantului Δ şi care este asociat drumului C_d. El se obţine din Δ eliminînd termenii care au nod sau ramuri comune cu drumul C_d.

Un alt exemplu de calcul cu această formulă se referă la diagrama semnalelor din figura 5 [4]; se cere să se afle funcţia de transfer totală Y_{12}.

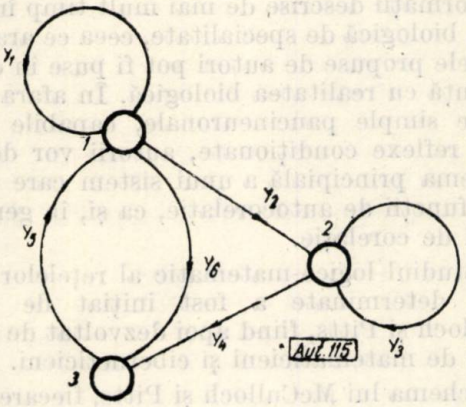


Fig. 5

În această diagramă sînt patru bucle cu funcţiile de transfer Y_1 ; Y_3 ; $Y_5 \cdot Y$; $Y_5 \cdot Y_2 \cdot Y_4$; între nodul 1 şi 2 este un singur drum a cărui funcţie de transfer este Y_2. De asemenea nu este nici o buclă care să nu aibă un nod comun cu drumul dintre 1 şi 2. În felul acesta $D_1 = Y_2$ şi $\Delta_1 = 1$. Ţinînd seamă de aceasta

$$Y_{12} = \frac{Y_2}{1 - Y_1 - Y_3 - Y_5Y_6 - Y_2Y_4Y_5 + Y_1Y_3 + Y_3Y_5Y_6}.$$

În sfîrşit, se va mai da exemplul de o diagramă a semnalelor, în figura 6. În articolul

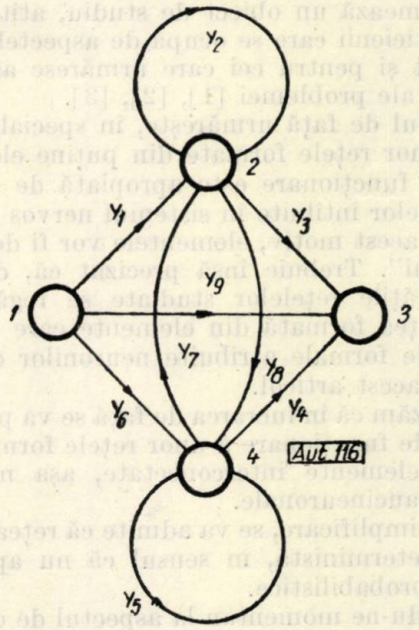


Fig. 6. Diagramă a semnalelor pentru reglarea turaţiei într-un sistem Ward-Leonard.

următor se va arăta că diagrama semnalelor corespunde reglării automate a turaţiei într-un sistem Ward-Leonard. Se presupune că se caută funcţia de transfer totală între nodurile 1 şi 3. În acest caz :

$$\Delta = 1 - Y_2 - Y_5 - Y_7Y_8 + Y_2Y_5$$

Drumurile dintre 1 şi 3 şi determinanţii asociaţi sînt :

D_1, funcţia de transfer Y_1Y_3 $\Delta_1 = 1 - Y_5$;
D_2, funcţia de transfer Y_9 $\Delta_2 = 1 - Y_2 - Y_5 - Y_7Y_8 + Y_2Y_5$;
D_3, funcţia de transfer $Y_1Y_8Y_4\Delta_3 = 1$;
D_4, funcţia de transfer Y_6Y_4 $\Delta_4 = 1 - Y_2$;
D_5, funcţia de transfer $Y_6Y_7Y_3$ $\Delta_5 = 1$;

deci :

$$Y_{13} = \frac{Y_1Y_3(1 - Y_5) + Y(1 - Y_2 - Y_5 - Y_7Y_8 + Y_2Y_5) + Y_1Y_8Y_4 + Y_6Y_4(1 - Y_2) + Y_6Y_7Y_3}{1 - Y_2 - Y_5 - Y_7Y_8 + Y_2Y_5}$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Mason, S. *Feedback* theory. *Some properties of signal flow graphs.* În : Proc. IRE, Sept. 1953.

[2] Mason, S. *Feedback theory. Further properties of signal flow graphs.*

[3] *Coates flow graphe solutions of linear algebric equations.* În : Trans. IRE, June 1959.

[4] Cermak, I. şi Zavorka, I. *Pouzili diagramu toku signalu v segnalace.* În : Technice Automatizace nr. 3, 1963.

[5] Degnerry, M. şi Penet, R. *Exemple d'application de la méthode des graphes de transfert.* În : Automatisme nr. 2, 1962.

[6] Truxal, J. *Control system synthesis.* New York, Mc Graw Hill, 1955.

EDM. NICOLAU şi C. BĂLĂCEANU*

Contribuţii la studiul reţelelor instruibile

1. În ultimul timp problema reţelelor instruibile formează un obiect de studiu, atît pentru ciberneticienii care se ocupă de aspectele biologice, cît şi pentru cei care urmăresc aspectele tehnice ale problemei [1], [2], [3].

Studiul de faţă urmăreşte, în special, modelarea unor reţele formate din puţine elemente, a căror funcţionare este apropiată de aceea a elementelor întîlnite în sistemul nervos central. Pentru acest motiv, elementele vor fi denumite „neuroni". Trebuie însă precizat că, de fapt, proprietăţile reţelelor studiate se regăsesc la orice reţea formată din elemente care au proprietăţile formale atribuite neuronilor consideraţi în acest articol.

Precizăm că în lucrarea de faţă se va prezenta modul de funcţionare a unor reţele formate din puţine elemente interconectate, aşa numitele reţele paucineuronale.

Ca o simplificare, se va admite că reţeaua este strict deterministă, în sensul că nu apar elemente probabilistice.

Fixîndu-ne momentan la aspectul de cibernetică biologică, se constată că în sistemul nervos al vertebratelor se întîlnesc ambele tipuri de reţele, atît cele deterministe paucineuronale, cît şi reţele probabilistice, formate din colective numeroase. Astfel, în porţiunile inferioare ale sistemului nervos (ganglionii periferici, măduva spinării, unele porţiuni ale trunchiului cerebral etc.), interrelaţiile neuronale sînt de tipul reţelelor paucineuronale, în timp ce în special în cortex, ca şi în restul creierului, planul de organizare este de tipul reţelelor plurineuronale.

Trebuie însă avut în vedere faptul că, aşa cum rezultă din datele de morfofiziologie comparată a sistemului nervos, reţelele plurineuronale sînt un cîştig filogenetic relativ tardiv, deoarece nevertebratele inferioare au un sistem nervos care funcţionează ca o reţea paucineuronală.

Cu toate acestea, chiar şi aceste nevertebrate inferioare au un comportament complex, putînd forma legături temporare — în cadrul unor reacţii condiţionate. Aceasta arată că şi reţelele paucineuronale pot fi instruibile. Precizăm că astfel de reţele nervoase se întîlnesc la coelenterate, platelminţi şi nematelminţi. Se menţionează că unele animale au un număr redus, dar în acelaşi timp fix, de neuroni (nematodele au 162 neuroni).

În ceea ce priveşte reţelele întîlnite în tehnică, aici numărul elementelor care intervin este în general variabil, existînd atît reţele cu puţine elemente, cît şi reţele cu foarte multe elemente. De unde într-o primă dezvoltare a ciberneticii s-au considerat în special sisteme tehnice deterministe, în ultimul timp capătă importanţă studiul sistemelor probabilistice, capabile de a învăţa (perceptron şi sisteme analoge).

În legătură cu astfel de reţele probabilistice, s-a dezvoltat şi o teorie stocastică a învăţării [4], [5].

În cele ce urmează se va expune, în primul rînd, o serie de date clasice din literatură privind studiul logico-matematic al reţelelor paucineuronale. După aceea se va trece la o schemă echivalentă a neuronului, propusă mai de mult de autori, şi se va arăta cum, plecînd de la această schemă simplă, se pot realiza reţele paucineuronale instruibile.

Studiile teoretice întreprinse permit regăsirea unor formaţii descrise de mai mult timp în literatura biologică de specialitate, ceea ce arată că modelele propuse de autori pot fi puse în corespondenţă cu realitatea biologică. În afara unor scheme simple paucineuronale, capabile de a forma reflexe condiţionate, autorii vor descrie şi schema principială a unui sistem care realizează funcţii de autocorelaţie, ca şi, în general, funcţii de corelaţie.

2. Studiul logico-matematic al reţelelor neuronale determinate a fost iniţiat de către McCulloch şi Pitts, fiind apoi dezvoltat de către o serie de matematicieni şi ciberneticieni.

În schema lui McCulloch şi Pitts, fiecare neuron este considerat ca fiind un element care are trei stări posibile, şi anume : starea de excitaţie, starea de inhibiţie şi starea de repaus. Fiecare neuron este caracterizat printr-un anumit prag. La fiecare neuron sosesc terminaţiile altor neuroni, realizîndu-se anumite sinapse. Unele sinapse sînt excitatorii, iar altele, inhibitorii.

Pentru ca un neuron să treacă în starea excitat, este necesar ca suma semnalelor care sosesc pe diverşii axoni la sinapsele respective să depăşească pragul [6].

În figura 1 se prezintă cîteva scheme de reţele paucineuronale. În figura 1 *a* se prezintă o reţea în care neuronul P are trei sinapse excitatorii şi două inhibitorii. Aceeaşi situaţie se regăseşte şi în reţeaua din figura 1 *b*. Diferenţa dintre cele două reţele constă în aceea că pragul neuronului P din figura 1 *a* are valoarea 3, în timp ce neuronul P din figura 1 *b* are pragul 2.

În acest model neuronal se consideră că transmiterea excitaţiei de la un neuron la altul

* Ing. *Edm. Nicolau* este prof. la Institutul politehnic — Bucureşti; *C. Bălăceanu* este doctor la policlinica „Dr. Cantacuzino".

se face cu o anumită întîrziere sinaptică. Întîrzierea este aceeaşi pentru toţi neuronii, astfel încît timpul se consideră numai în anumite momente discrete.

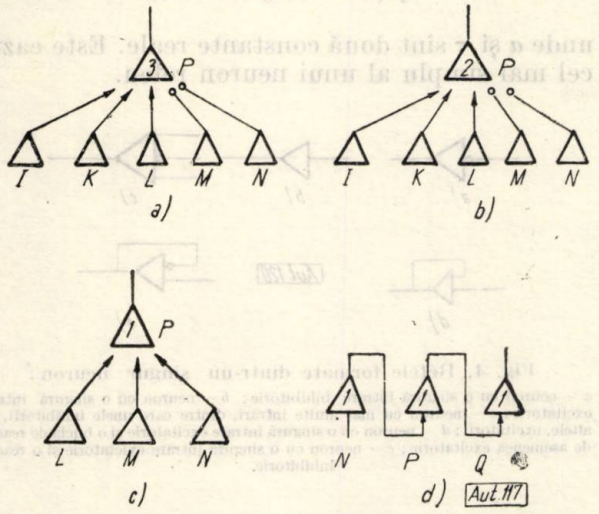


Fig. 1. Scheme de reţele neuronale în teoria simplificată : *a* – reţea de tip conjunctiv ; *b* – reţea de tip conjunctiv la care neuronul *P* are pragul 2 ; *c* – reţea de tip disjunctiv ; *d* – reţea de întîrziere.

În ceea ce priveşte schema din figura 1 *a*, ea este o reţea conjunctivă, ca şi aceea din figura 1 *b*. Din contra, schema din figura 1 *c* este o reţea disjunctivă, iar aceea din figura 4 este o reţea de întîrziere.

Se consideră că toţi neuronii descarcă identic, cu aceeaşi intensitate.

Iată funcţiile logice care descriu funcţionarea diverşilor neuroni din reţea.

Pentru neuronul P din figura 1 *a* se poate scrie :

$$P(t) = J\,(t-1)\ \&\ K(t-1)\ \&\ L(t-1)\ \&\ \overline{M(t-1)}\ \&\ \overline{N(t-1)}.$$

Aceasta înseamnă că neuronul P este excitat la momentul t dacă la momentul $t-1$ neuronii J, K şi L sînt excitaţi, iar neuronii M şi N sînt inhibaţi.

În ceea ce priveşte neuronul P din figura 1 *b*, expresia funcţiei logice care dă condiţia de excitare a neuronului P în momentul t se poate scrie în mod asemănător. Trebuie observat că, deoarece pragul neuronului este 2, o condiţie este ca cel puţin doi din neuronii J, K şi L să fie excitaţi şi în acelaşi timp neuronii M şi N să nu fie excitaţi.

Funcţia logică care corespunde acestei condiţii se va scrie :

$$P(t)=(J(t-1)\ \&\ K(t-1)\ \vee\ J(t-1)\ \&\ L(t-1)\ \vee\ K(t-1)\ \&\ L(t-1))\ \&\ \overline{M(t-1)}\ \&\ \overline{N(t-1)}.$$

Desigur că $P(t)$ este excitat şi în alte situaţii, în cazul reţelei din figura 1 *b*. Astfel se poate ca M sau N să fie excitat în momentul $t-1$, dacă cei trei neuroni J, K şi L sînt excitaţi.

În cazul reţelei disjunctive din figura 1 *c*, deoarece pragul neuronului P este 1, funcţia logică se exprimă foarte simplu :

$$P(t) = L(t-1)\ \vee\ M(t-1)\ \vee\ N(t-1).$$

În ceea ce priveşte reţeaua din figura 1 *d*, sîntem în prezenţa unei reţele care realizează numai o întîrziere a transmiterii semnalului. Se poate deci scrie :

$$P(t) = N\,(t-1),\ Q\,(t) = N\,(t-2).$$

Desigur că acest mod simplificat de a considera neuronii este departe de a reflecta posibilităţile mari pe care le au reţelele reale. Totuşi, acest model a avut meritul de a deschide calea unei abordări cantitative a funcţionării ansamblurilor de neuroni [7].

Studii matematice oarecum asemănătoare au fost întreprinse de către I. T. Medvedev [8], J. von Neumann, S. C. Kleene etc.

Evident însă că o astfel de aproximare a neuronului este foarte departe de realitatea biologică. Două sînt obiecţiile principale care se pot aduce acestui model de neuron. În primul rînd, după cum s-a arătat, neuronii nu funcţionează ca un releu binar, ci ca un calculator analogic [9]. În al doilea rînd, reţelele neuronale formate din elemente simplificate, ca în teoria lui McCulloch şi Pitts, nu reprezintă modelul unei reţele care evoluează în timp, restructurîndu-se dinamic, în funcţie de semnalele care o străbat, deoarece nu dispune de nici un fel de dispozitiv de memorare.

În viitor, modelul de neuron al lui McCulloch şi Pitts va fi notat prescurtat „modelul MP".

3. Un studiu mai apropiat de realitatea biologică trebuie să ia în considerare un model de neuron aşa cum îl impune neurofiziologia modernă. Un astfel de neuron, aşa cum s-a arătat într-o lucrare anterioară [10], cuprinde o serie de intrări (S_i) reprezentate de sinapse unele de tip excitator, altele de tip inhibitor, care converg pe un sumator (Σ) reprezentat de membrana somatodendritică a neuronului ; intrarea şi însumarea sînt sub influenţa unui dispozitiv

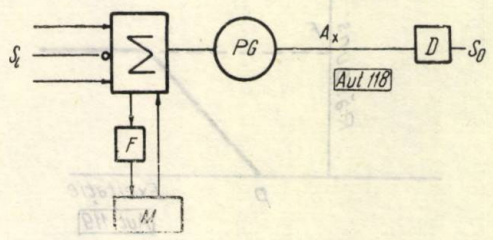


Fig. 2. Schema logică a neuronului în teoria exactă.

complex de memorie M, în care informaţiile pătrund după o prealabilă selectare în filtru F. Rezultatul însumării ajunge la un generator de impulsuri cu prag PG reprezentat de originea

axonului unde, dacă depăşeşte un anumit prag, generează în axon Ax — canalul de transmisiune — o serie de impulsuri modulate în frecvenţă, care sînt propagate la distanţă (din aproape în aproape sau saltatoriu), pînă la un dispozitiv de decodare D, care emite apoi tot prin sinapse semnale de ieşire S_0. Amintim că semnalele de intrare şi ieşire sînt chimice, restul semnalelor sînt electrice, astfel încît o reţea neuronală este o succesiune alternativă de sisteme chimice şi electrice de transmisiune de informaţie.

Modelul acesta de neuron diferă de neuronii binari elementari din modelul MP prin două elemente esenţiale : a) neuronii au o stare de repaus şi o infinitate de stări de excitaţie ; b) sînt înzestraţi cu unul sau mai multe dispozitive de memorare.

4. Într-un astfel de neuron mărimea semnalului de răspuns, reprezentat de frecvenţa impulsurilor axonale sau de debitul de intermediar chimic emis de sinapsele de ieşire, depinde de mărimea semnalului de intrare (sau a sumei semnalelor de intrare). Avem, cu alte cuvinte, un răspuns gradat. Acest răspuns gradat variază între două limite : o limită inferioară reprezentată de pragul p al sistemului, şi o limită superioară F reprezentată de răspunsul maxim (de saturaţie).

Caracteristica relaţiilor excitaţie-răspuns este reprezentată de curba din figura 3, care se vede că este definită în afară de parametrii p şi F şi de unghiul α de înclinare a pantei.

Amintim că neuronul nu emite nici un mesaj spontan.

5. A. Cel mai simplu tip de reţea este reprezentat de o reţea mononeuronală (fig. 4). Un neuron poate să prezinte : a) o singură intrare inhibitorie ; b) o singură intrare excitatorie ; c) mai multe intrări excitatorii şi inhibitorii. (În cele ce urmează, sinapsele excitatorii se reprezintă printr-o săgeată, iar cele inhibitorii printr-un cerc.)

Cazul *a* nu ar servi la nimic. În cazul *b* neuronul funcţionează ca o simplă staţie releu, al cărui

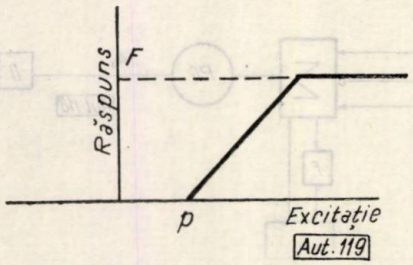


Fig. 3. Răspunsul unui neuron la excitaţii de diverse intensităţi.

răspuns depinde de intensitatea semnalului excitator, dacă semnalul excitator depăşeşte pragul.

Nici chiar acest caz simplu nu este lipsit de interes, deoarece relaţia dintre semnalul de intrare $S_1(t)$ şi cel de ieşire $S_0(t)$ poate fi de diverse tipuri.

Un caz simplu este acela în care :

$$S_1(t) = a\, S_0(t - \tau),$$

unde a şi τ sînt două constante reale. Este cazul cel mai simplu al unui neuron releu.

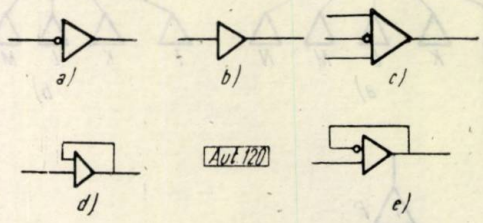


Fig. 4. Reţele formate dintr-un singur neuron : *a* — neuron cu o singură intrare inhibitorie ; *b* — neuron cu o singură intrare excitatorie ; *c* — neuron cu mai multe intrări, dintre care unele inhibitorii, iar altele, excitatorii ; *d* — neuron cu o singură intrare excitatorie şi o buclă de reacţie de asemenea excitatorie ; *e* — neuron cu o singură intrare exictatorie şi o reacţie inhibitorie.

Datorită fenomenelor electrochimice care au loc la nivelul sinapselor, şi ţinînd seamă de fenomenele complexe care au loc la rădăcina axonului, se poate admite şi existenţa unor alte tipuri de neuroni, la care relaţia dintre $S_0(t)$ şi $S_1(t)$ este mai complexă. În special este necesar să se considere ca posibile următoarele două tipuri de neuroni :

— neuroni de tip L, la care

$$S_0(t) = \begin{cases} b \ln (S_1(t)/S_m) & S_1(t) \geqslant S_m \\ 0 & S_1(t) < S_m \end{cases}$$

— neuron de tip E, la care

$$S_0(t) = c \exp S_1(t) - 1$$

În aceste expresii b, c şi S_m sînt constante caracteristice.

Între anumite limite se poate considera că
— la neuronul de tip L $S_0(t) \approx b \ln S_1(t)$;
— la neuronul de tip E $S_0(t) \approx c \exp S_1(t)$.

Existenţa acestor tipuri de neuroni se poate justifica relativ simplu.

Să considerăm un neuron şi funcţia sa de transfer a_i. Funcţia unui lanţ de neuroni va fi :

$$\prod_1^n a_i$$

Dacă toţi neuronii ar fi identici şi ar avea aceeaşi funcţie de transfer, care ar fi diferită de o constantă (corespunzînd de exemplu unei logaritmări), atunci după trecerea printr-un lanţ de mulţi neuroni, informaţia purtată de mesaj ar fi atît de mult comprimată încît practic ar dispărea.

Cum pe de altă parte s-a putut pune în evidenţă existenţa unor relaţii logaritmice la unele elemente neuronale, este normal să admitem şi

existența unor elemente contrarii, cu acțiune exponențială, care compensează efectul primelor elemente.

Cazul *c* reprezintă cazul general. Răspunsul neuronului depinde cantitativ de suma algebrică a semnalelor de intrare excitatorii (+) și inhibitorii (−), dacă această sumă este mai mare decît pragul și dacă intensitatea răspunsului nu depășește limita de saturație. Pe acest principiu se poate face analiza logică a rețelelor neuronale.

5. B. Neuronii au posibilitatea de a prezenta un circuit de reacție (fig. 4). Reacția poate să fie pozitivă (fig. 4 *d*) sau negativă (fig. 4 *e*). Amintim că în general circuitul de reacție este mijlocit de un al doilea neuron care funcționează doar ca o stație releu.

Prezența circuitelor de reacție complică mult modul de funcționare a rețelelor. Într-adevăr, dacă semnalul de intrare în sistem depășește pragul, neuronul emite un răspuns care revine la neuron prin sinapsa de reacție.

În cazul reacțiilor pozitive se pot ivi mai multe situații în funcție de raportul r dintre mărimea semnalului la sinapsa de reacție și mărimea semnalului la sinapsa de intrare în sistem.

Dacă $r > 1$ în sistem se produce o circulație de informație care face să crească în timp starea de excitație *se* a neuronului pînă ce ajunge la saturație (fig. 5 *a*). Este un dispozitiv de amplificare care a fost intuit încă de S. R. Cajal.

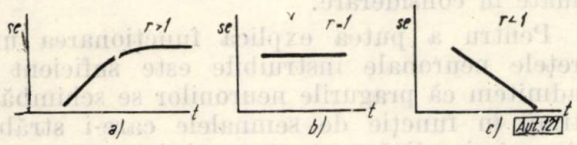


Fig. 5. Răspunsul unui neuron cu reacție în diverse situații:
a – cazul în care $r > 1$; *b* – cazul în care $r = 1$; *c* – cazul în care $r < 1$.

Dacă $r = 1$, intensitatea semnalului rămîne constantă (fig. 5 *b*). Ne aflăm în fața unui circuit de memorie de tipul circuitelor reverberante.

Fig. 6. Răspunsul circuitului din figura 4 *e*, la un semnal treaptă.

Dacă $r < 1$, amplitudinea răspunsului de ieșire scade treptat pînă dispare sub nivelul zgomotului (fig. 5 *c*).

În cazul reacțiilor negative (cu sinapsă de reacție inhibitorie) se pot ivi mai multe situații. Una din ele este deosebit de interesantă (fig. 6). În ea se vede evoluția în timp a semnalului de intrare *i*. Avem o excitație de durată cu un semnal constant. Acest semnal determină un răspuns *e*, care este emis în afara sistemului, dar care, printr-un circuit de reacție, revine la neuronul considerat. Intervenind printr-o sinapsă inhibitorie, semnalul inhibă neuronul nostru care — deși *i* este constant — emite un semnal mult mai redus, după o perioadă de latență *l* ce reprezintă durata trecerii informației prin circuitul de reacție. Sistemul se prezintă ca o rețea de tip „on" care semnalizează numai apariția semnalului.

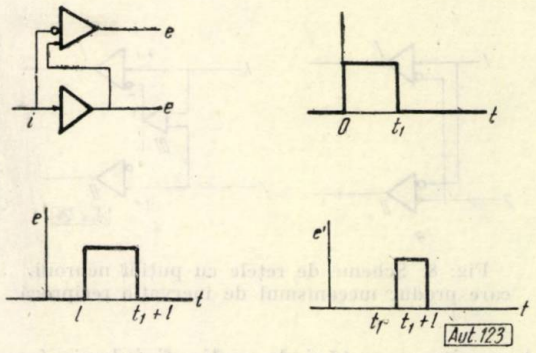


Fig. 7. Circuit de tip „off" și evoluția în timp a semnalelor în diverse puncte din circuit.

6. Există și rețele de tip „off", adică semnalizatoare ale încetării excitației. Astfel de rețele nu mai sînt unineuronale, ci implică un minimum de doi neuroni (fig. 7).

Explicația modului în care funcționează rețeaua este următoarea. Se consideră că la intrare se aplică un semnal de tip top, semnal notat „*i*". Acest semnal ajunge prin calea *1* la neuronul *I* printr-o sinapsă excitatorie, iar prin calea *2* la neuronul *II*, printr-o sinapsă inhibitorie. Neuronul *I* are o ieșire *3* care ajunge la neuronul *II*. La încetarea semnalului *i*, pe calea *3* persistă un semnal, care excită pe *II*, pe durata de latență *l*.

Amintim că proprietatea de a semnaliza apariția sau dispariția unui semnal nu este numai o proprietate a rețelelor neuronale, ci chiar a unor neuroni izolați (așa cum a dovedit-o experimentul). În acele cazuri semnalul de ieșire din neuron nu mai este o funcție a mărimii semnalului de intrare, ci a derivatei acestuia în raport cu timpul și a semnului acestei derivate. Aceasta complică și mai mult studiul rețelelor neuronale, deoarece neuronii nu se comportă totdeauna ca sisteme simple liniare (calculează derivate de diferite ordine și semne, logaritmări, antilogaritmări etc.). Tocmai de aceea, studiul de față nu pretinde a fi un studiu exhaustiv al rețelelor neuronale.

Tot printre rețelele bineuronale se înscriu și aranjamentele de tipul inervației reciproce a lui Sherrington (fig. 8 *a*).

În organisme există sisteme capabile de a efectua diferite acțiuni: în unele intervin grupe de mușchi agonici, iar în altele grupe care conduc la mișcări opuse (mușchi antagonici).

Să admitem că primul grup este comandat pe calea *1*, iar al doilea pe calea *2*. Pentru o bună funcționare a sistemului este necesar ca atunci cînd se comandă un grup de mușchi, celălalt să fie blocat, ceea ce se realizează cu schema din figura 8 *a*.

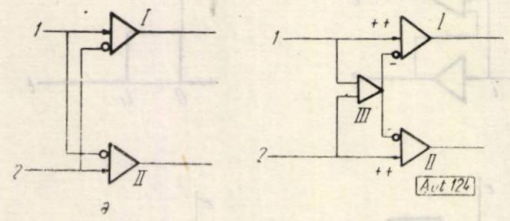


Fig. 8. Scheme de rețele cu puțini neuroni, care produc mecanismul de inervație reciprocă.

Anumite nuanțări de ordin fiziologic (experimental) indică existența unei rețele trineuronale (fig. 8 *b*). Modul de funcționare se desprinde ușor din examinarea figurilor. Precizăm numai că în schema din figura 8 *b*, sinapsele excitatorii de la neuronii *I* și *II* (notate $++$) au o acțiune mai puternică decît sinapsele inhibitorii (notate $-$).

În felul acesta, pornind de la principiul logic de funcționare a unei rețele unineuronale simple sau cu buclă de reacție, se pot schematiza o serie de rețele paucineuronale.

7. Experimentul arată însă că rețelele paucineuronale sînt apte de a se restructura, în funcție de semnalele care le străbat. Această restructurare stă la baza procesului de învățare. Fenomenul implică o variabilitate în timp (în funcție de semnalele primite) a caracteristicii răspunsului neuronal.

Am văzut că această caracteristică este condiționată de trei parametri: pragul p, nivelul de saturație F și panta (α).

A. Variația pragului modifică total comportamentul neuronului.

O scădere a pragului poate face ca neuronul să descarce pentru un semnal s_1 care înainte nu determina nici un răspuns r, sau poate amplifica răspunsul pentru un semnal supraliminar. Modificarea pragului nu are efect pentru semnalele puternice din zona de saturație (fig. 9). O creștere a pragului are efecte inverse.

B. Variația pantei produce modificări ale intensității răspunsului neuronal. Nu se mai realizează ca în cazul variațiilor de prag blocări sau deblocări ale neuronului respectiv. Micșorarea pantei îl poate însă scoate din zona de saturație și invers.

C. Variația nivelului de saturație nu are efecte pentru semnalele mici și medii. Numai semnalele puternice sînt influențate. În acest caz ridicarea nivelului de saturație amplifică răspunsul în timp ce scăderea nivelului scade amplitudinea răspunsului neuronal.

Variația oricăruia din acești trei parametri poate fi utilizată în cadrul procesului de învățare. Datele de fiziologie sînt încă insuficiente pentru adîncirea acestui proces. Se pare că

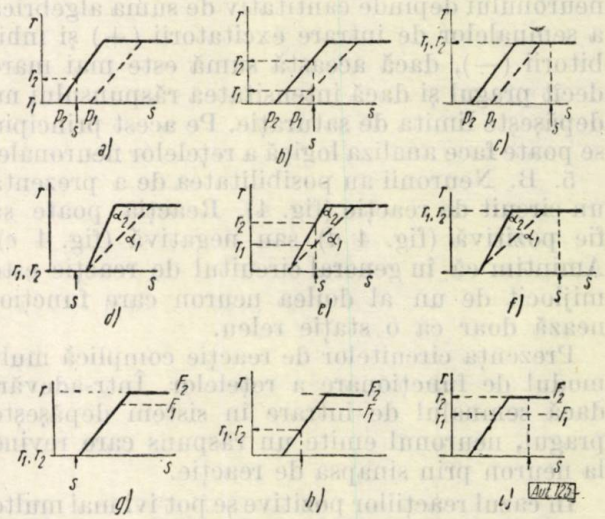


Fig. 9. Modificarea răspunsului unui neuron, atunci cînd îi variază unul din parametrii caracteristici:

a – pragul scade, nivelul semnalului fiind mic; *b* – pragul scade, nivelul semnalului fiind mediu; *d* – panta crește, nivelul semnalului fiind mic; *e* – panta crește, nivelul semnalului fiind mediu; *f* – panta crește, nivelul semnalului fiind mare; *g* – pragul de saturație crește, nivelul semnalului fiind mic; *h* – pragul de saturație scade, nivelul semnalului fiind mare; *i* – pragul de saturație crește nivelul semnalului fiind mare.

pentru moment numai variațiile de prag pot fi luate în considerare.

Pentru a putea explica funcționarea unei rețele neuronale instruibile este suficient să admitem că pragurile neuronilor se schimbă în timp în funcție de semnalele care-i străbat. Aceasta implică existența unui sistem de memorare care să influențeze valoarea pragurilor, atît a pragurilor sinaptice cît și a pragului axonal. Schema logică a neuronului trebuie completată cu dispozitive de prag care să fie sub dependența fie a memoriei generale a neuronului, fie a unor memorii locale [11].

8. O rețea instruibilă implică formarea de legături temporare. Pentru aceasta este suficient să existe un neuron care să pună în evidență coincidența a două semnale de intrare, adică să descarce numai dacă cele două semnale converg simultan la sumatorul lor. La rîndul lui, acest neuron trebuie să modifice pragul unui al doilea neuron. Pragul acestui al doilea neuron trebuie să fie cu atît mai scăzut cu cît primește de mai multe ori semnale de la neuronul *I*, deci cu cît va fi fost realizată de mai multe ori coincidența celor două semnale de intrare. Calea *1* acționează asupra unei memorii cumulative, care facilitează deschiderea căii *2*. Schema unei astfel de rețele este redată în figura 10 *a*.

Evident că un astfel de dispozitiv este prea simplu. Printre altele, nu are proprietatea de stingere. O rețea care să elaboreze legături temporare ce se pot stinge implică un element neu-

ronal în plus. În acest caz, starea pragului neuronului *II* depinde atît de numărul coincidenţelor m, cît şi de numărul n al anticoincidenţelor — înţelegîndu-se prin anticoincidenţe apli-

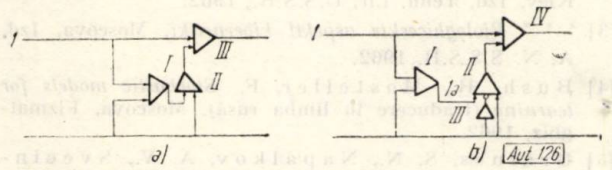


Fig. 10. Scheme de reţele neuronale care modelează apariţia reflexelor condiţionate :
a – reţea formată din trei neuroni; *b* – reţea formată din patru neuroni. fila 93.

cările izolate ale excitantului condiţional *2*. Pragul neuronului *II* depinde de mărimea

$$r = \beta m + \gamma n,$$

în care β şi γ sînt factori de proporţionalitate. Prin căile 1*a* şi 1*b*, mărimea r acţionează asupra memoriei cumulative a neuronului *II*, deschizînd calea *2*. Reţeaua are schema din figura 11. Se vede că pragul neuronului II este influenţat în sens pozitiv (scădere) de neuronul *I*, şi în sens negativ (creştere) de neuronul *III*.

Din cele expuse se vede că reţelele constituite chiar din puţine elemente pot fi instruibile cu condiţia ca elementele respective să fie de tipul neuronilor.

Menţionăm că schemele cibernetice propuse în această lucrare se apropie — fără a coincide — de schemele neuro-anatomice propuse de Hanström la nevertebrate şi, în special, de schema paucineuronală instruibilă privind arthropodele.

Alte scheme pot fi urmărite în literatura de specialitate.

Evident că pe măsură ce complexitatea reţelei creşte, cresc şi posibilităţile de comportament.

În primul rînd, cu elementele studiate de noi („neuroni"), se pot imagina scheme simple care formează reflexe condiţionate nu pentru stimuli, ci pentru începutul sau sfîrşitul stimulilor, apropiindu-se astfel de comportarea organismelor vii.

De asemenea, graţie dispozitivelor de coincidenţă şi de memorie, se pot imagina şi altele care să aibă o comportare care depinde de probabilitatea condiţionată de realizarea simultană (sau cvasisimultană) a evenimentelor A şi B. Se ajunge astfel la reţelele plurineuronale, probabilistice.

În cazul în care avem de-a face cu un număr mare de neuroni, ne aflăm în situaţia reţelelor plurineuronale care trebuie abordate probabilistic. Aceasta va face însă obiectul unei alte lucrări.

9. O ultimă chestiune este aceea a reţelelor capabile de a efectua corelaţii.

După cum se ştie, în reţelele moderne utilizate în cibernetică, adeseori intervine necesitatea efectuării unei corelaţii între două funcţii $f(t)$ şi $g(t)$, corelaţia fiind calculată cu ajutorul formulei :

$$c(\tau, T) = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\, g(t - \tau)\, dt$$

unde τ şi T sînt constante.

Se observă că în cazul reţelelor neuronale, datorită faptului că există posibilitatea de a se lua logaritmul unor funcţii, efectuarea corelaţiei se poate face cu ajutorul următoarelor formule :

$$c(\tau, T) = \frac{1}{T}\int_0^T h\, dt, \quad h = \text{antilog } W$$

$$W = \log f(t) + \log g(t - \tau).$$

Rezultă de aici imediat schema logică a unei reţele capabile de a efectua corelaţia a două funcţii (fig. 11).

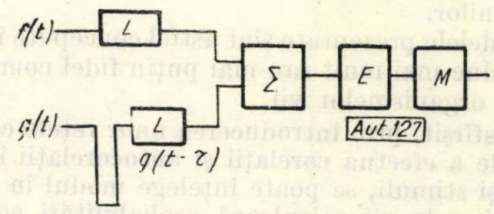


Fig. 11. Model de reţea care calculează funcţii de corelaţie.

Schema utilizează numai elemente cunoscute : două elemente de tip *L* — la care răspunsul este logaritmic — un element de tip sumă — aşa cum sînt toţi neuronii cu mai multe intrări — un element de tip *E* — la care răspunsul este antilogaritmul intrării. Mai este necesar un singur element *M*, care realizează media în timp a unui semnal, ceea ce nu este greu de imaginat ca realizabil. Nu este exclus ca să existe neuroni la care toate aceste funcţiuni să fie grupate într-un singur neuron, unele porţiuni avînd o funcţionare de un tip, iar alte porţiuni o funcţionare de un alt tip.

Este interesant de a arăta cîteva din posibilităţile reţelelor mai mari în care intervin subansambluri care efectuează corelaţii.

Cu ajutorul funcţiei de corelaţie se poate determina, de exemplu, direcţia din care vine un sunet care impresionează două traductoare (un caz special fiind acela al audiţiei binaurale). De asemenea, tot cu acest procedeu se poate trece şi la calcularea unor funcţii de autocorelaţie

$$a(\tau, T) = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\, f(t - \tau)\, dt,$$

ceea ce dă unele informaţii suplimentare asupra mesajelor.

Este interesant să arătăm că pentru a se realiza un circuit care să producă funcţia de autocorelaţie, se pot utiliza aceleaşi elemente ca şi în schema din figura 11 cu singura diferenţă

că cele două intrări sînt legate la un acelaşi traductor sau circuit de intrare.

În organismele superioare se remarcă existenţa unui astfel de circuit. În adevăr, în sistemul nervos, în porţiunea în legătură cu analizorul auditiv, se observă existenţa a două traiecte care pleacă de la acelaşi analizor, iar după ce parcurg două distanţe diferite ajung la aceleaşi formaţii nervoase. Diferenţa între lungimea celor două traiecte corespunde în fond tocmai cu întîrzierea τ.

Mecanismele de autocorelaţie şi de corelaţie pot interveni şi în calcularea anumitor probabilităţi de apariţie a evenimentelor în cursul proceselor de învăţare [12].

10. În concluzie, din cele expuse rezultă că se pot forma reţele instruibile, plecîndu-se de la anumite elemente simple, care sînt un model al neuronilor.

Modelele prezentate sînt astfel concepute încît reproduc mai mult sau mai puţin fidel comportarea organismelor vii.

În sfîrşit, prin introducerea unor reţele capabile de a efectua corelaţii şi autocorelaţii între diverşi stimuli, se poate înţelege modul în care organismele vii calculează probabilităţi condiţionate care au un rol deosebit de important în procesul de învăţare. În modul acesta se face şi trecerea spre reţelele probabilistice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Iakubaitis, E. A. *Osnovî tehniceskoi kibernetiki.* Riga, Izd. A. N. Latviskoe S.S.R., 1962.

[2] * * * *Prinţipî postroeniia samoobuceaiuşcihsia sistem.* Kiev, Izd. Tehn. Lit. U.S.S.R., 1962.

[3] * * * *Biologhiceskie aspekti kibernetiki.* Moscova, Izd. A. N. S.S.S.R., 1962.

[4] Bush, R., Mosteller, F. *Stochastic models for learning* (traducere în limba rusă). Moscova, Fizmatghiz, 1962.

[5] Braines, S. N., Napalkov, A. V., Svecinskii, V. B. *Neirokibernetika.* Moscova, Medghiz, 1962.

[6] Kleene, S. C. *Representation of events in nerve nets and finite automata.* În: Automata studies, Princeton, 1956.

[7] Taylor, W. K. *Mathematical models for the all-or-none activity of some neurons.* În: IRE Trans. IT-8, sept. 1962, p. 137–143.

[8] Medvedev, I. T. *O klasse kobîtii.* În: Avtomatî, Moscova, Izd. I. L., 1956, p. 163.

[9] Nicolau, E. şi Bălăceanu, C. *Cibernetica.* Bucureşti, Ed. ştiinţifică, 1961.

[10] Bălăceanu, C. şi Nicolau, E. *Schema logico-matematică a neuronului.* În: Neurologia, psihiatria şi neurochirurgia **7**, nr. 6, 1962, p. 517–526.

[11] Nicolau, E. şi Bălăceanu, C. *Contribuţii la cibernetica neuronului.* În: Automatica şi Electronica **6**, nr. 6, 1962, p. 251–257.

[12] Nicolau, E., Popovici, A. şi colab. *Corelatoare automate.* În: Automatica şi Electronica **1**, nr. 4, 1957, p. 154–158.

C. SÎMBOTIN, V. TUDOROIU, E. MIHĂILESCU şi C. BRANA*

Modul de organizare a sistemelor moderne de telemecanică industrială

Progresul tehnic din ultimele decenii a dus la apariţia şi la dezvoltarea unor procese tehnologice complexe care se întind pe mari suprafeţe.

Mijloacele tehnice prin care se conduc, în mod eficient, de la distanţă, procesele industriale aparţin telemecanicii.

Conducerea unui proces industrial prin telemecanică se face prin transmiterea spre un post central, unde este amplasat un operator manual sau automat, a tuturor datelor şi măsurilor care caracterizează procesul dat, şi prin transmiterea de la postul central spre proces a unor comenzi menite să modifice parametrii procesului.

Datele şi mărimile caracteristice ale procesului industrial, transmise spre operator, sînt informaţii de control, iar comenzile menite să modifice parametrii procesului sînt informaţii de comandă. Aceste informaţii reprezintă un mesaj care poate fi o funcţie continuă sau o funcţie discontinuă de timp.

Prelucrarea informaţiei în scopul transmiterii printr-un canal de comunicaţii permite, în cazul transformării mesajului continuu în semnale discrete, tratarea similară a celor două tipuri de mesaje.

Informaţiile de control cuprind telemăsurile şi telesemnalizările.

Informaţiile de comandă au scopul de a modifica starea elementelor care intervin în procesul industrial şi se compun din informaţii de telecomandă şi telereglare.

În proiectarea unui sistem de telemecanică industrială apar două categorii de probleme, şi anume:

— problema conducerii efective a procesului industrial prin telemecanică, legată de volumul de informaţie semantică necesară conducerii procesului, şi

— problema schimbului de informaţie în condiţiile pierderii unei cantităţi minime de infor-

* Ing. *C. Simbotin* şi *V. Tudoroiu* sînt cercetători principali la ICET; ing. *E. Mihăilescu* şi *C. Brana* sînt cercetători stagiari la ICET.

maţie între diferitele puncte ale procesului industrial şi dispecerul central sau operatorul.

Prima problemă o precede pe a doua în proiectare şi are o mare importanţă în stabilirea caracteristicilor fundamentale ale sistemului.

În acest articol se va urmări numai acest aspect; cele legate de problema a doua vor fi discutate ulterior.

Din punctul de vedere al conţinutului semantic, informaţiile transmise într-un sistem de telemecanică industrială sînt de mai multe feluri.

1. *Informaţii principale* sînt acelea care după recepţionare provoacă transmiterea unei informaţii de sens invers. Ele sînt de două feluri:

a) informaţii privind starea elementelor care intervin în procesul industrial şi variaţia parametrilor fizici ai procesului (informaţii de control);

b) informaţii privind schimbarea stării elementelor la dispoziţia operatorului, în vederea menţinerii desfăşurării în limitele de funcţionare stabilite sau conform unei programări fixate (informaţii de comandă).

2. *Informaţii auxiliare* care servesc la asigurarea unui anumit grad de siguranţă în funcţionare, astfel:

a) informaţii destinate transmisiei corecte a informaţiilor principale (impulsuri de paritate, impulsuri de control al codului etc.);

b) informaţii de supraveghere a funcţionării corecte a sistemului de telemecanică industrială (STI) (impulsuri de sincronizare, control periodic etc.).

3. *Informaţii cu caracter statistic* care nu produc direct informaţii de sens invers şi sînt introduse într-un bloc de prelucrare statistică, servind la stabilirea programului viitor al procesului industrial (PI) şi care fac parte din categoria informaţiilor de control (se notează cu α cantitatea de informaţii principale; cu β, cantitatea de informaţii statistice, şi cu γ, cantitatea de informaţii auxiliare).

Condiţiile de funcţionare a proceselor industriale telemecanizate

La un proces industrial se pot defini:

— mulţimea stărilor elementelor componente ale procesului industrial (PI) (A);

— mulţimea mărimilor de intrare (X_i);

— mulţimea mărimilor de ieşire (Y_i).

Mărimi de intrare sînt acelea a căror schimbare comandată din exterior duce la o altă stare a elementelor procesului industrial controlat. Astfel, în procesul industrial al transportului de produse petroliere mărimile de intrare (X_i) sînt: debitul, presiunea şi sortimentele de produse care trebuie transportate şi care se introduc în conductă în diferite puncte X_i.

Mărimi de ieşire (Y_i) sînt acelea care reprezintă caracteristicile fizice importante ale PI şi care sînt determinate de mulţimea mărimilor de intrare şi de mulţimea stărilor elementelor procesului industrial; în cazul aceluiaşi proces, mărimi de ieşire (Y_i) sînt: debitul, presiunea şi sortimentul de produse care trebuie livrate în diferite puncte de prelucrare. Mărimile de stare (A) ale procesului sînt: poziţiile închis-deschis ale vanelor, starea de funcţionare sau repaus a agregatelor de pompare etc.

Modul de funcţionare a oricărui proces industrial telemecanizat este caracterizat de:

1) comandarea de către operator a unei submulţimi reduse, judicios aleasă de mărimile de intrare;

2) legarea restului de mărimi de intrare cu unele mărimi de ieşire prin legături locale în circuite de reglare automată locale, reglare discontinuă etc.;

3) comanda transmisă de operatorul (O) mărimilor de intrare (X_i) se face pe baza recepţionării la O a mărimilor de ieşire (Y_i) corespunzătoare şi a comparării lor cu mărimi de funcţionare admise;

4) se transferă la operator controlul acelor mărimi de ieşire la care apariţia unei variaţii şi restabilirea ei, în caz de ieşire din limitele prescrise, nu sînt determinate univoc de o anumită mărime de intrare, ci implică cunoaşterea mărimilor X, Y ale altor procese industriale, calcule pentru găsirea celei mai convenabile soluţii în raport cu un anumit criteriu optimal acceptat, cunoaşterea programului de desfăşurare a procesului industrial.

Schema-bloc a unui proces industrial condus prin sistemul de telemecanică industrială se dă în figura 1.

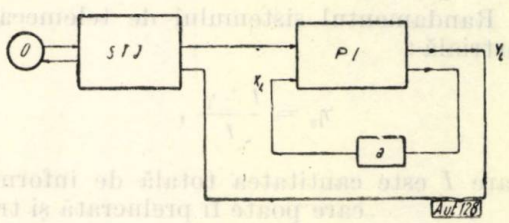


Fig. 1

În concluzie se consideră că pentru orice sistem de telemecanică industrială se pot determina mărimile de intrare (X_i) şi de ieşire (Y_i), ţinînd seamă ca:

— funcţionarea procesului industrial să se facă în condiţiile de lucru ale instalaţiilor date cu minimul de mărimi de intrare (X_i) comandate de operator;

— alegerea unui număr minim de mărimi Y_i necesare pentru determinarea telecomenzilor asupra mărimilor X_i;

— sistemul de telecomandă industrială organizat pentru funcţionarea cu flux minim de informaţie poate fi considerat optim, el putîndu-se compara cu alte organizări posibile.

O dată fixate informaţiile care circulă între procesul industrial şi operator, se pune problema stabilirii tipului de organizare a sistemului de telemecanică industrială, funcţie de caracteristicile $I = I(t)$ ale informaţiilor principale şi auxiliare.

Mărimile de ieşire (X_i) care caracterizează procesul industrial sînt funcţie de timp.

Variaţia mărimilor de ieşire (Y_i), parametrii fizici care caracterizează un proces industrial, se ia în comparaţie cu domeniul de variaţie total al acestora. Astfel, pentru orice mărime de ieşire (Y_i) se stabileşte un domeniu corespunzător funcţionării normale. Numai valorile care depăşesc acest domeniu reprezintă variaţii semnificative.

În felul acesta se poate spune că toate informaţiile transmise de la procesul industrial la operator din interiorul domeniului de funcţionare normal sînt redondante din punctul de vedere al sistemului de telemecanică industrială.

Organizarea unui sistem de telemecanică industrială se realizează în următoarele trei moduri fundamentale :

1. cu transmiterea de informaţii la variaţia mărimilor X_i, Y_i sau a stărilor A ; acest sistem se notează cu TV ;

2. cu transmitere ciclică de informaţii asupra mărimilor X_i, Y_i şi A — notat cu TC ;

3. cu transmiterea permanentă de informaţie asupra mărimilor X_i, Y_i şi A — notat cu TP.

Compararea modurilor de organizare se va face pe baza indicilor definiţi mai jos.

Pentru orice sistem de telemecanică industrială se pot defini următorii indici :

a. Randamentul sistemului de telemecanică industrială :

$$\eta_s = \frac{I - \gamma}{I},$$

în care I este cantitatea totală de informaţie care poate fi prelucrată şi transmisă de sistem ;

γ — cantitatea de informaţie auxiliară transmisă.

Randamentul sistemului de telemecanică industrială reprezintă raportul dintre cantitatea de informaţie transmisă operatorului (O) şi cantitatea de informaţie care poate fi prelucrată şi transmisă în sistem. Această cantitate rezultă univoc din valoarea dată a benzii de frecvenţă şi a raportului semnal/zgomot admis de instalaţie. Acest randament reprezintă o caracteristică dată a sistemului de telemecanică şi, la o valoare dată a echivocului, se referă la structura sistemului de telemecanică industrială, la performanţele lui interne legate de calităţile blocurilor şi elementelor componente, la stabilitatea acestor calităţi în timp, la condiţiile de lucru etc.

b. Redondanţa raportată a sistemului de telemecanică :

$$R = \frac{Q_t - Q_0}{Q_0},$$

în care Q_t este cantitatea totală de informaţie primită de operator, egală cu $\alpha + \beta$;

Q_0 — cantitatea de informaţie necesară şi suficientă, stabilită conform cu criteriile amintite anterior pentru conducerea unui proces industrial prin sistem de telemecanică industrială.

Examinarea comparativă a celor trei moduri fundamentale de organizare

1. Modul de organizare cu transmiterea de informaţii la variaţia mărimilor X_i, Y_i sau a stărilor A asigură schimbul de informaţii între procesul industrial şi operator ori de cîte ori în mulţimea stărilor A apare o schimbare considerată semnificativă, adică neredondantă din punctul de vedere al sistemului de telemecanică industrială, ceea ce înseamnă că informaţiile de telemăsură se vor referi la variaţii care duc mărimea Y_i în afara domeniului de fluctuaţie, iar cele de telesemnalizare, la un mesaj caracterizat prin relaţia :

$$\frac{dM}{dt} \neq 0, \tag{1}$$

în care

$$M = M(t) \tag{2}$$

este expresia mesajului ca funcţie de timp.

Considerîndu-se funcţionarea sistemului de telemecanică industrială într-un interval de timp (T), se va urmări variaţia celei mai rapide dintre mărimile Y, fie ea Y_j, fie f_j frecvenţa ei de variaţie, care este în acest caz, conform celor arătate, frecvenţa maximă de variaţie pentru sistem. În intervalul de timp (T) considerat, variaţia lui Y_j durează un timp t_0, în care interval se transmite cantitatea de informaţie produsă prin variaţia lui Y_j, cantitate notată cu Q_0. Dacă sistemul de telemecanică industrială poate prelucra şi transmite în unitatea de timp o cantitate de informaţie (I), atunci se poate scrie relaţia :

$$Q_0 = t_0 \cdot I = t_0 \alpha_0, \tag{3}$$

în care α_0 este cantitatea de informaţie principală necesară şi suficientă, definită ca mai înainte.

Această relaţie este caracteristică pentru modul de organizare TV şi reprezintă, în condiţiile alegerii după criteriile amintite anterior a mărimilor X_i, Y_i şi A, cantitatea de informaţie minimum necesară şi suficientă pentru conducerea procesului industrial prin sistemul de telemecanică industrială.

Un avantaj important al acestui mod de organizare este posibilitatea potențială de a folosi canalele de telemecanică în scopul transmiterii altor informații pe perioadele circulației nule de informație semantică.

Dar sistemul de telemecanică industrială trebuie să prevadă și transmiterea unei cantități de informații auxiliare, destinate controlului transmiterii corecte a informațiilor și supravegherii funcționării normale a sistemului pe timpul circulației nule de informație semantică. Aceasta face ca utilizarea canalelor de telemecanică în alte scopuri în intervalele de timp care separă duratele t_0 să fie legată de unele dificultăți.

Pentru majoritatea proceselor industriale, cu un coeficient de simultaneitate al variațiilor diferit de zero, sistemul de telemecanică industrială trebuie să prevadă posibilitatea de transmitere cu o ordine dată a variațiilor. În cazul unor procese industriale concrete în care punctele importante ale proceselor au poziții geografice diferite, această cerință poate duce la o utilizare nerațională a spectrului de frecvențe, din punctul de vedere al cantității de informație transmisă într-o bandă de frecvențe dată.

Sistemele de tip TV asigură o viață mai lungă instalațiilor în cazul proceselor industriale lente; în ultima vreme însă, utilizarea în sistemele de telemecanică industrială a unor elemente cu viață lungă face ca acest avantaj al modului de organizare TV să aibă o importanță relativ redusă.

Culegerea de informații statistice se face, la sistemele cu acest mod de organizare, prin înregistrarea lor locală și prin transmiterea lor periodică la operatorul (O).

Calcularea indicilor definiți mai înainte în cazul sistemului cu organizare TV duce la următoarele expresii:

$$\eta_s = \frac{I - \gamma_0}{I},$$

unde:

I este cantitatea de informații maximă care poate fi prelucrată și transmisă de sistem;

γ_0 — cantitatea de informație auxiliară necesară sistemului de telemecanică industrială, funcție de sistemul propriu de protecție la perturbații;

iar pentru redondanța raportată:

$$R_1 = \frac{Q_0 - Q_0}{Q_0} = 0,$$

prin însăși definiția mărimilor R_1, Q_0.

2. Modul de organizare cu transmitere ciclică a informațiilor asigură transmiterea ciclică la operator a informațiilor la o perioadă dată, indiferent de conținutul lor semantic.

Sistemele de telemecanică industrială moderne folosesc multe variante ale acestui mod de organizare, dintre care amintim: transmiterea ciclică a tuturor informațiilor, atît a celor de control, cît și a celor de comandă, transmiterea ciclică a informațiilor de control (deci a informațiilor asupra mărimilor Y_i și a stărilor A) și transmiterea la variații a informațiilor de comandă etc.

Culegerea ciclică a informației se poate face în numeroase variante:

— transmitere ciclică cu comutarea sincronă a celor două terminale de transmitere și prelucrare a informației (TC_1);

— transmitere ciclică cu interogare automată (TC_2);

— transmitere ciclică cu interogare manuală (TC_3);

— transmitere ciclică cu însoțirea informației de un cod de recunoaștere (TC_4).

La toate sistemele ciclice, perioada de transmitere se alege pe același criteriu, și anume:

$$T_c \leqslant T_v,$$

în care:

T_c este perioada de control ciclic;

T_v — perioada minimă de variație a oricăreia dintre mărimile X_i, Y_i și A, privite ca funcții de timp.

Perioada de variație este determinată funcție de frecvența maximă de variație și nu de frecvența de repetiție a variației. La determinarea frecvenței maxime de variație este, de asemenea, important dacă conducerea procesului industrial prin sistemul de telemecanică industrială reclamă numai cunoașterea existenței variației sau și a alurii acesteia și în cazul afirmativ al aproximației admisibile de cunoaștere a alurii.

La un proces industrial dat, ceea ce deosebește o metodă de control ciclic de cealaltă este cantitatea de informație auxiliară γ necesară asigurării sincronismului și transmiterii corecte a informațiilor.

În cazul TC_1, γ_1 are valoarea minimă, asigurarea sincronismului făcîndu-se pe baza unor informații speciale care însoțesc fiecare parametru, fiecare ciclu sau pe amîndouă. Cantitatea de informație auxiliară este mică față de cantitatea de informație principală transmisă. Identificarea informațiilor transmise se face numai prin relația de timp dintre emisie și recepție. Sistemele de acest tip trebuie să asigure o sincronizare deosebit de riguroasă pentru a putea funcționa în condiții normale de siguranță. Cele mai moderne realizări din această categorie asigură sincronizarea, printr-o calitate superioară a elementelor de control de timp și sincronizare.

Sistemele de tip TC_2 funcționează prin transmiterea de la 0 către procesul industrial a unor informații de interogare care provoacă transmiterea de la procesul industrial către 0 a informațiilor de control. Variantele de tipul TC_2, transmit informațiile de comandă numai la variație.

Controlul transmiterii corecte a informaţiei de interogare, care asigură identificarea informaţiilor de control transmise, se face prin procedeele obişnuite sistemelor de telemecanică.

Valoarea lui γ_2 este mult mai mare decît în cazul precedent, în schimb sistemele de acest tip pot asigura o funcţionare în condiţii de mare stabilitate la perturbaţii cu elemente şi blocuri de performanţe şi caracteristici de timp de calitate inferioară.

Sistemele de tip TC_3 reprezintă o variantă foarte apropiată de precedenta, diferenţa constînd în aceea că operaţia de cerere nu se face automat, ci de către un operator manual. Această variantă se aplică numai pentru culegerea informaţiilor de măsură ale proceselor industriale lente, rămînînd ca toate celelalte informaţii (telesemnalizare, telecomandă, telereglare) să fie transmise la variaţie.

Varianta TC_4 prevede transmiterea de la procesul industrial la O a cîte unei informaţii de adresă care să însoţească fiecare informaţie sau grup de informaţii de control. Transmiterea informaţiei de adresă în condiţii de siguranţă ridicată se poate face prin metode obişnuite.

Sistemele de acest tip nu pun probleme de aparatură diferită faţă de TC_2, în schimb prezintă avantajul funcţionării cu un singur sens de transmisie pentru informaţiile de control, ceea ce nu se poate realiza în cazul sistemelor de tip TC_2 şi TC_3.

Ca urmare a utilizării transmisiei monosens, sistemul TC_4 nu permite reducerea echivocului în condiţii echivalente de redondanţă în aceeaşi măsură ca sistemele TC_2 şi TC_3.

Valoarea redondanţei raportate caracterizează modul de organizare TC şi nu depinde de felul în care este controlul ciclic.

$$R_c = \frac{Q_t - Q_0}{Q_0} = \frac{2Tf_i\Delta t(\alpha_c + \beta_c) - \alpha_0 t_0}{\alpha_0 t_0},$$

în care :

t este perioada de testare, $t = \frac{1}{2f_1}$;

Δt — durata testării fiecărui termen ;

f_i — frecvenţa de variaţie maximă a fenomenului ;

T — perioada de timp în care se fac observaţiile ;

α_o — cantitatea de informaţie principală transmisă în sistemul TC ;

β_o — cantitatea de informaţie statistică transmisă în sistemul TC.

Valorile randamentului pentru cele patru moduri de realizare ale controlului ciclic sînt :

$$\eta s_1 = \frac{I - \gamma_1}{I}$$

$$\eta s_3 = \eta s_2 = \frac{I - 2}{I} \qquad \eta s_1 < \eta s_2,\ \eta s_3 > \eta s_4$$

$$\eta s_4 = \frac{I - \gamma_4}{I}$$

3. Transmiterea permanentă între procesul industrial şi O s-a utilizat des în sistemele de telemecanică mai vechi pentru telemăsurarea parametrilor tehnologici importanţi ai procesului. Utilizarea multiplă a canalului de comunicaţie nu este posibilă în acest caz decît prin separarea în frecvenţă, ceea ce duce la un consum foarte mare de spectru.

Transmiterea permanentă, pe de altă parte, nu este principial necesară, datorită vitezei de variaţie finite a parametrilor. Acest motiv, împreună cu slaba utilizare a canalelor de comunicaţie, face ca în sistemele de telemecanică moderne transmisia permanentă să nu mai fie folosită decît în cazuri foarte rare, în unele aplicaţii de mică şi medie distanţă, unde slaba utilizare a canalului de telecomunicaţie nu are importanţă.

În cazul supravegherii permanente, cantitatea de informaţie transmisă este :

$$Q_p = IT,$$

iar redondanţa raportată :

$$R_p = \frac{Q_3 - Q_0}{Q_0} = \frac{T - t_0}{t_0}$$

$$\eta s = \frac{I - \gamma_p}{I},$$

γ_p fiind cantitatea de informaţii auxiliare caracteristică sistemului TP.

Din cele de pînă aici rezultă :

Sistemul de organizare cu cel mai bun randament şi cu cea mai mică redondanţă raportată este sistemul cu transmitere la variaţie. Avantajele acestui sistem nu pot fi complet utilizate în condiţiile actuale, deoarece asigurarea unei siguranţe ridicate în funcţionare a sistemelor de telemecanică industrială, care se realizează cu elemente de fabricaţie curentă, impune transmiterea unei cantităţi ridicate de informaţie auxiliară. Este de presupus că, prin utilizarea unor elemente cu probabilitate mică de defectare în funcţionare, modul de organizare TV va permite asigurarea unei mari elasticităţi în transmiterea de informaţii.

În condiţiile actuale, ţinînd seamă de posibilităţile de realizare şi de performanţele posibile, modul de organizare cu transmitere ciclică este preferat. Alegerea uneia dintre cele trei variante (TC_1, TC_2, TC_4) se face funcţie de cerinţele procesului şi de posibilităţile de realizare concretă.

Sistemul de transmitere permanentă (TP) prezintă acum un interes scăzut datorită posibilităţilor actuale de realizare a unor controlori prin testare la viteze de testare mult superioare celor impuse de procesele industriale curente.

M. DUMA, I. FELEA *

Aparatură automată de telecontrol al stării unui ansamblu de obiecte dispersate

În sistemele telemecanice uzuale pentru obiecte dispersate, un post de comandă controlează un ansamblu de posturi de execuţie amplasate la diferitele obiecte dispersate : numărul de posturi de execuţie conectat la un post de comandă poate fi de ordinul zecilor sau sutelor. La un moment dat se stabileşte o legătură între postul de comandă şi un singur post de execuţie ; în acest timp, toate celelalte posturi de execuţie sînt deconectate şi pot transmite cel mult semnale de avertizare ; aceste semnale sînt fără adresă.

Pentru asigurarea stabilităţii la perturbaţii în condiţiile unei aparaturi simple se utilizează semnale de durate mari, cu timpi mari de integrare la recepţie — de ordinul secundelor sau fracţiunilor de secundă ; din această cauză, interogarea tuturor obiectelor din ansamblu sau dintr-o submulţime a ansamblului ocupă instalaţia timp îndelungat — de ordinul minutelor.

Schimbările de stare care apar în procesele controlate sînt rare, astfel încît probabilitatea ca mesajul de răspuns recepţionat de postul de comandă să coincidă cu starea presupusă apriori este mare, deci fluxurile de informaţie transmise sînt foarte reduse.

Aceste caracteristici ale sistemelor telemecanice pentru obiecte dispersate fac necesară dotarea sistemelor cu o aparatură de automatizare a funcţionării, care să efectueze la necesitate interogarea tuturor obiectelor din ansamblu sau dintr-o submulţime a ansamblului şi interpretarea semnalelor de răspuns. Prin aceasta se urmăreşte ca dispecerul-operator să fie ocupat numai cu acele obiecte care prezintă interes prin prisma unui anumit criteriu de interpretare a semnalelor recepţionate.

O astfel de aparatură a fost elaborată în cadrul unui sistem telemecanic pentru obiecte dispersate, realizat în primă variantă pentru telemecanizarea sondelor de extracţie petrolieră, sistemul AF-311.

În prezentul articol se expun numai unele date cu privire la premisele şi modul de funcţionare a aparaturii, fără să se analizeze schema electrică realizată, care va forma obiectul unui articol ulterior.

În sistemul AF-311, obiectele sînt precizate prin două coordonate, dat fiind că posturile de execuţie sînt conectate în paralel mai multe (de exemplu, pînă la 30) pe cîte un tronson, iar la postul de comandă sînt conectate mai multe tronsoane (de exemplu, pînă la 10). Astfel, numărul tronsonului constituie o coordonată y, iar numărul postului de execuţie de tronson constituie cea de-a doua coordonată x a unui post de execuţie xy.

Alegerea (interogarea) unui post de execuţie xy se efectuează în două etape : conectarea fizică a tronsonului y la aparatura centrală a postului de comandă şi transmiterea pe tronsonul conectat a unui semnal de adresă x (o frecvenţă dintr-un şir determinat de frecvenţe posibile, fiecărui post de execuţie de pe un tronson fiindu-i alocată o anumită frecvenţă ; şirul de frecvenţe este identic pentru toate tronsoanele).

Probabilitatea de recepţionare eronată a adresei, după cum arată practica sistemelor telemecanice cu separare în frecvenţă, realizate pe plan mondial, este neglijabilă.

Orice post de execuţie transmite semnale singulare de avertizare, în cazul unei schimbări de stare (de exemplu, avarie sau încetarea avariei), independent dacă este ales sau nu. De asemenea, transmite semnale de confirmare a alegerii postului de execuţie în stare normală, şi anume într-un interval de timp determinat, imediat următor alegerii. În caz de stare de avarie, semnalul de stare normală nu se transmite. Atît semnalele de avertizare, cît şi cele de stare normală sînt fără adresă, fiind recepţionate şi memorizate fiecare în mod unic pe tronson. Semnalele de avertizare au prioritate faţă de orice alte semnale concomitente.

O condiţie evidentă o constituie posibilitatea de a efectua schimbul de informaţii nu numai în cadrul funcţionării automate a sistemului telemecanic, ci şi la comanda dispecerului, diferitele obiecte putînd fi alese de dispecer într-o succesiune oarecare şi pe durate de timp oarecare, funcţie de necesităţile procesului tehnologic.

În fine, după cum este uzual în sistemele telemecanice, dispecerul este obligat să ia cunoştinţă prin manevrare de confirmare („chitare") de schimbările care au intervenit în starea obiectelor controlate ; în acest scop fiecărui obiect i se alocă un element de confirmare (un buton), a cărui poziţie trebuie să

* Ing. *M. Duma* este şeful laboratorului de telemecanică ; ing. *I. Felea* este cercetător principal în acelaşi laborator din ICET.

La elaborarea schemelor unor blocuri au adus contribuţii ing. *S. Felea* şi ing. *L. Vîlcov*, iar la încercările asupra ansamblului, ing. *I. Kovacs*.

corespundă stării reale a obiectului respectiv pe teren. În caz de concordanță între pozițiile butoanelor și stările obiectelor pe teren, aparatura nu atrage atenția dispecerului, semnalele optice sînt stinse. Pozițiile butoanelor de confirmare constituie totodată memorizarea stării ansamblului de obiecte controlate.

Așadar, mulțimea obiectelor telecontrolate se poate împărți în următoarele submulțimi :

— submulțimea obiectelor în stare normală A și submulțimea obiectelor în stare de avarie $\overline{A}$;

— submulțimea obiectelor ale căror butoane de confirmare de pe panoul dispecerului se află în stare normală B și submulțimea complementară acesteia $\overline{B}$;

— submulțimea obiectelor amplasate pe tronsonul sau tronsoanele de pe care s-au transmis telesemnalizări de avertizare neidentificate $\overline{C}$.

În mod normal,

$$\overline{C} = 0 \; ; \; B = A \; ; \; \overline{B} = \overline{A}. \qquad (1)$$

La recepția unei telesemnalizări de avertizare $C \neq 0$, iar aparatura trebuie să identifice obiectul sau obiectele care formează submulțimea :

$$\overline{C} \cap [(B \cap \overline{A}) \cup (\overline{B} \cap A)], \qquad (2)$$

ceea ce este același lucru cu

$$\overline{C} \cap \overline{(B \cap A) \cup (\overline{B} \cap \overline{A})}. \qquad (3)$$

Condiția (1) este satisfăcută în absența unor perturbații importante, a unor defecțiuni sau întreruperi temporare în funcționarea aparaturii. În caz de dubiu, precum și la intrarea în funcțiune a aparaturii, la revenirea alimentării etc., submulțimea $\overline{C}$ nu este determinată, deoarece s-au putut pierde avertizări neidentificate. În acest caz, aparatura trebuie să identifice obiectele care formează submulțimea :

$$(B \cap \overline{A}) \cup (\overline{B} \cap A) \qquad (4)$$

sau

$$\overline{(B \cap A) \cup (\overline{B} \cap \overline{A})}. \qquad (5)$$

Dat fiind că, după cum s-a amintit, la un moment dat se stabilește o legătură între postul de comandă și un singur post de execuție, identificarea obiectelor se poate efectua numai prin parcurgerea lor, prin alegerea lor succesivă.

La apariția unei telesemnalizări de avertizare pe un tronson dat, aparatura efectuează parcurgerea tuturor obiectelor de pe tronsonul, respectiv submulțimea $\overline{C}$ (parcurgerea parțială), identificînd pe cele care satisfac expresia (2)* :

$$y = y \mid_{\overline{C} \neq 0} = \text{const}. \qquad (6)$$

În caz de necesitate, precum și în mod automat la intrarea în funcțiune a aparaturii prin conectarea alimentării, se efectuează parcurgerea totală, conform expresiei (4), cu ambele coordonate variabile. Parcurgerea totală constă din efectuarea consecutivă a parcurgerii parțiale pe toate tronsoanele.

Sistemul telemecanic dotat cu aparatura automată de telecontrol elaborată funcționează ca sistem autoorganizat, deoarece în cazul parcurgerii automate, parțiale sau totale, structura sistemului se stabilizează automat pe coordonatele obiectelor care fac parte din submulțimile (2), respectiv (4) ; pe restul coordonatelor, structura este instabilă, cu excepția punctului $x = 0$, x la parcurgerea parțială sau $x = 0$, $y = 0$ la parcurgerea totală (poziția de repaus, pe care parcurgerea automată ia sfîrșit).

În acest mod se atrage atenția dispecerului asupra modificărilor de stare neluate la cunoștință (neconfirmate) de el anterior și, totodată, se asigură cu precădere efectuarea de telemăsuri și telecomenzi asupra obiectelor la care au intervenit schimbări de stare.

Acest mod de funcționare a aparaturii prezintă și avantajul eliminării unui șir de elemente electrice de memorizare și afișare a stării fiecărui obiect în parte, distinct de șirul de elemente de confirmare, care asigură totodată mecanic memorizarea.

Verificarea concordanței dintre poziția fiecărui buton de confirmare și starea obiectului respectiv se face nu numai cu prilejul parcurgerii automate, parțiale sau totale, ci și cu prilejul fiecărei alegeri comandate manual de dispecer, a vreunui obiect, într-o succesiune oarecare.

Dat fiind că, în mod uzual, este necesară parcurgerea tuturor obiectelor și într-un ritm arbitrar, de exemplu pentru observarea telemăsurilor, s-a prevăzut posibilitatea varierii consecutive a coordonatei X prin apăsarea repetată pe un buton de avans manual.

În aparatură sînt luate o serie de măsuri pentru a evita utilizarea sau interpretarea eronată a unor semnale, datorită suprapunerii unor semnale, unor manevre necorespunzătoare sau unor defecte uzuale.

Astfel, memoria telesemnalizării de avertizare pe tronson (semnalizată sonor și optic, cu posibilitatea de anulare manuală imediată a semnalului sonor) se șterge numai la începutul parcurgerii automate a tronsonului respectiv (fie parțiale, fie în cadrul parcurgerii totale). Cu prilejul parcurgerii se identifică toate stările de neconcordanță de pe tronson. Dacă în cursul parcurgerii apare pe o nouă avertizare, semnalizarea se repetă, obligînd la reluarea parcurgerii, astfel încît schimbarea de stare nu se pierde, chiar dacă, în momentul în care s-a produs, obiectul respectiv fusese parcurs. Reluarea parcurgerii poate fi comandată imediat, fără a aștepta terminarea ciclului.

* Din considerentele legate de soluția electrică s-a ales funcționarea conform expresiilor (2) și (4), abandonîndu-se expresiile (3) și (5).

În cazul întreruperii parcurgerii (de exemplu, pentru a răspunde la un apel telefonic, convorbirea telefonică cu echipele de pe teren efectuîndu-se tot prin sistemul telemecanic), se aprinde un semnal luminos care nu se stinge decît la reluarea parcurgerii. Dacă nu s-a părăsit tronsonul, este suficientă parcurgerea parţială; în caz contrar este necesară parcurgerea totală.

Manevrarea arbitrară a unui buton de confirmare, altfel decît pentru eliminarea neconcordanţei, provoacă aprinderea aceluiaşi semnal luminos, care obligă la efectuarea parcurgerii totale şi deci la punerea în concordanţă a poziţiilor tuturor butoanelor cu stările obiectelor corespunzătoare.

Acelaşi semnal se aprinde şi în cazul eliminării unei neconcordanţe altfel decît prin confirmare, de exemplu prin alegerea manuală a unui alt post de execuţie fără a face în prealabil confirmarea.

Apăsarea concomitentă a butoanelor corespunzătoare mai multor coordonate (fie pe x, fie pe y) trece automat sistemul în poziţia de repaus pe coordonata respectivă. Schimbarea coordonatei y (comutarea tronsonului) trece automat coordonata x (frecvenţa) pe zero.

Comanda manuală a modificării coordonatei x nu se execută decît după epuizarea timpului necesar pentru interpretarea corectă a semnalelor de răspuns.

Cu tot numărul foarte redus de semnale optice, rezultat al lipsei semnalelor luminoase alocate fiecărui obiect, în aparatură există totuşi o astfel de corelare a semnalelor, încît deteriorarea oricărui element de semnalizare (de exemplu, arderea unui bec de semnalizare) este sesizată, orice semnal avînd fie un complement, fie un însoţitor mai mult sau mai puţin direct, funcţie de importanţa lui. Afară de aceasta, la apăsarea unui buton de control se aprind concomitent toate semnalele luminoase, putînd fi astfel verificate. Această operaţie se efectuează fără pierderea memorizării, adică, după încetarea controlului, sistemul telemecanic revine în poziţia în care se afla înainte de control (dacă controlul se efectuează în timpul parcurgerii automate, la încetare se reia automat parcurgerea pe tronsonul memorizat).

În cazul în care, dintr-o eroare de montaj cu prilejul lucrărilor de întreţinere, pe un tronson au apărut două obiecte avînd aceeaşi coordonată x (două filtre pe aceeaşi frecvenţă) sau dacă frecvenţa de acord a unui filtru ar fi deviat într-atît încît să se suprapună cu frecvenţa vecină, acest lucru se semnalizează separat.

Sistemele telemecanice pentru obiecte dispersate nu au, de regulă, capacitatea complet încărcată, rezervîndu-se posibilităţi de extindere sau fiind puse în funcţiune pe etape. Pentru ca la parcurgerea automată să nu se consume de fiecare dată timp cu parcurgerea coordonatelor neocupate, în aparatură s-a prevăzut posibilitatea de parcurgere numai a coordonatelor ocupate, celelalte (la care informaţia recepţionată este identic egală cu zero, ştiindu-se apriori că reprezintă „avarie") fiind eludate. Coordonatele eludate se pot stabili prin conexiuni pe un panou auxiliar, montat în interiorul pupitrului. Totuşi, punerea în poziţie „normală" a vreunui buton de confirmare corespunzător unui obiect cu coordonate eludate este semnalizată ca o neconcordanţă în mod obişnuit.

Întreaga aparatură a fost construită pe baza unui sistem unificat de elemente de comutaţie statică cu tranzistoare, bazat pe logică „NICI". În varianta realizată şi experimentată, în care $x_{max} = 9$ şi $y_{max} = 4$, aparatura automată de telecontrol cuprinde 220 elemente de 6 tipuri distincte, dintre care 210 de 4 tipuri şi 10 de 2 tipuri, acestea din urmă fiind elemente de formare. Varianta aflată în prezent în fabricaţie ($x_{max} = 30$, $y_{max} = 6$) cuprinde 316 elemente, din care 304 de 4 tipuri şi 12 de tipurile de elemente de formare; toate acestea conţin 360 tranzistoare identice, de mică putere; de asemenea sînt utilizate 242 diode punctiforme, din care 180 în circuitele celor 180 butoane de confirmare. Elementele indicate efectuează toate funcţiunile logice, precum şi formarea semnalelor de linie şi comanda oscilatoarelor pentru varierea frecvenţelor, a releelor de conectare a tronsoanelor şi a semnalelor optice şi acustice.

Elementele sînt grupate pe blocuri funcţionale, repartizate pe plăci imprimate cuprinzînd 6 pînă la 10 elemente de comutaţie statică. Repartizarea este astfel făcută încît întregul program poate fi verificat pe puncte pornind de la un număr minim de plăci (comanda coordonatelor y şi x), adăugînd apoi succesiv şi verificînd cîte o placă pînă la epuizarea lor, cu condiţia alimentării corecte şi a formei de cablu de ansamblu în bună stare. Verificarea plăcilor se face prin însăşi funcţionarea aparaturii, fără utilizarea de aparate de măsură, putînd fi efectuată de un personal fără o calificare de specialitate, care poate înlocui placa detectată ca defectată cu o placă de rezervă. Controlul elementelor fiecărei plăci în parte se poate face după un program elaborat, de asemenea, în cadrul instalaţiei, fără semnale exterioare, cu instrumente de tensiune continuă, cu excepţia elementelor de temporizare, pentru care este necesar un sincroscop.

Modelul de laborator al aparaturii prezentate a fost pus în exploatare industrială experimentală în luna mai 1962 în schela petrolieră Boldeşti, funcţionînd pînă în prezent, singurele defectări fiind de ordin constructiv (conexiuni imperfecte). În prezent, aparatura este pusă în fabricaţie de serie în cadrul sistemului telemecanic AF-311.

AURICĂ RADU *

Generatoare magnetice de impulsuri, alimentate cu tensiune alternativă variabilă

Dezvoltarea impetuoasă a tehnicii moderne şi, în special, a radiotehnicii a dus, în ultimele două decenii la apariţia unei noi ramuri a acesteia, tehnica impulsurilor, care în momentul de faţă a pătruns adînc în numeroase domenii de activitate tehnică şi ştiinţifică, oferind posibilităţi noi de aplicaţii şi investigaţii.

Generarea de impulsuri de mare putere este un capitol deosebit de important al tehnicii impulsurilor. El se ocupă cu studierea singurului mijloc posibil de a obţine puteri comparabile cu ale celor mai mari hidrocentrale din lume, cu utilaje simple şi de gabarite reduse, uşor de realizat în condiţii de laborator.

Generatoarele de impulsuri de mare putere (peste 1 kW în impuls) au multiple aplicaţii în navigaţia maritimă şi aeriană, cercetarea ionosferei şi a planetelor sistemului nostru solar, teleghidarea rachetelor purtătoare ale sateliţilor şi navelor cosmice, crearea uriaşelor acceleratoare de particule, a instalaţiilor pentru obţinerea reacţiilor termonucleare dirijate, precum şi a altor instrumente de cercetare în domeniul fizicii nucleare (instalaţii pentru studiul descărcărilor în gaze, pentru crearea de cîmpuri magnetice puternice — peste 10^5 Oe — necesare polatizării nucleelor atomice etc.).

Domeniul vast de aplicaţie al generatoarelor de impulsuri de mare putere este însă legat, de larga răspîndire pe care au căpătat-o acceleratoarele liniare de particule de puteri medii în industrie şi medicină. Acestea din urmă sînt folosite cu foarte mare eficacitate în metalurgie şi industria construcţiilor de maşini, pentru defectoscopia pieselor mari; în industria chimică şi industria materialelor plastice, pentru obţinerea prin polimerizare a unor materiale cu caracteristici superioare; în industria alimentară şi farmaceutică, pentru sterilizarea la rece a conservelor şi a medicamentelor; în medicină, pentru terapia tumorilor de profunzime, cu doze mari de radiaţii etc.

1. Noţiuni asupra GIP clasice

Generatoarele de impulsuri de mare putere, GIP, denumite clasice, au fost tratate multilateral în literatura de specialitate [1], [2].

Schema de principiu a unuia dintre cele mai răspîndite tipuri de GIP clasice este arătată în figura 1.

Energia se înmagazinează în capacitatea C a liniei de formare LF. Cînd comutatorul T —în cazul de faţă un tiratron cu hidrogen — se închide, această energie este descărcată pe primarul transformatorului de impulsuri TI, obţinîndu-se în secundarul lui un impuls de caracteristicile necesare sarcinii M; de obicei un magnetron sau un clistron. Pentru a nu scurt-

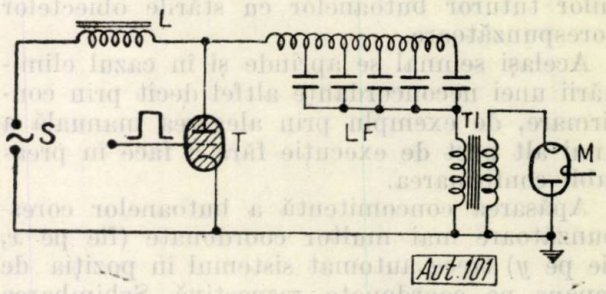


Fig. 1. Schema de principiu a unui GIP clasic.

circuita sursa de alimentare S, pe timpul cît T conduce, se înseriază inductanţa de separare L.

Durata şi forma impulsului este dată în acest GIP în exclusivitate de parametrii liniei de formare, T servind numai la iniţierea descărcării. Timpul de încărcare al capacităţii liniei de formare este dictat de constanta de timp a circuitului serie LC. În cazul cînd GIP este alimentat de la o sursă de curent alternativ, se foloseşte aproape cu exclusivitate încărcarea rezonantă, cu avantajele binecunoscute: procese tranzitorii lente, fără supratensiuni şi supracurenţi periculoşi, multiplicare de tensiune, randament mare.

Unul dintre elementele cele mai solicitate ale GIP, datorită tensiunilor şi intensităţilor de curent mari, precum şi regimului tranzitoriu intens în care funcţionează, este elementul comutator T. El trebuie să funcţioneze sigur şi precis. Pentru a nu strica forma impulsului, el trebuie să treacă instantaneu de la starea de neconductibilitate la aceea de conductibilitate, şi invers, să aibă caracteristici aproape ideale în timpul acestor stări (rezistenţă internă infinită şi respectiv nulă).

În general, depinzînd de tipul de GIP, se folosesc elemente comutatoare cu vid (electronice) — triodele şi tetrodele de impuls — sau cu gaze (ionice) — tiratroanele cu hidrogen, trigatroanele, eclatoarele [1].

Toate aceste elemente comutatoare, deşi sînt deosebite ca principiu de funcţionare şi construcţie, au un neajuns comun, faptul că procesul de comutare are loc prin închiderea şi des-

* A. RADU este inginer principal la IFA.

chiderea fizică a circuitului. Aceasta duce la generarea de unde electromagnetice care creează dificultăţi serioase în buna funcţionare a aparaturii electronice din vecinătate. În plus, puternica eroziune a electrozilor şi temperatura înaltă la care lucrează aceştia pun probleme tehnice serioase şi limitează durata de viaţă şi siguranţa în funcţionare a elementelor comutatoare amintite.

2. Noţiuni asupra GMIP

O dată cu succesele obţinute în producţia de materiale magnetice cu caracteristici speciale, s-au făcut încărcări fructuoase de a înlocui elementul comutator clasic (electronic sau ionic), cu un element magnetic neliniar, care nu are neajunsurile acestuia. Astfel au luat naştere generatoarele magnetice pentru impulsuri de mare putere, GMIP [3], care în ultimul timp, datorită simplităţii, siguranţei în funcţionare şi duratei de viaţă practic nelimitate, cunosc o răspîndire din ce în ce mai largă.

2.1. Comutatorul magnetic

Acest tip de comutator a căpătat denumirea de pulsactor [3] sau thyractor [4].

Miezul magnetic folosit în construcţia pulsactorului trebuie să aibă o serie de proprietăţi speciale, printre care : ciclu de histerezis rectangular şi îngust, pierderi mici şi inducţie de saturaţie mare. Cele mai răspîndite materiale din această categorie sînt obţiute din aliaje de NiFe : 5 000 Z, HCR, mumetal, permalloy-molibden, supermalloy, 50 Hπ etc. În ultimul timp s-au obţinut şi ferite cu caracteristici adecvate acestui scop.

Pulsactorul, al cărui ciclu de histerezis liniarizat este arătat în figura 2, are un bobinaj principal, pe care se aplică impulsul de tensiune şi unul auxiliar, de premagnetizare, cu ajutorul căruia punctul de funcţionare a pulsactorului este adus în A. Pulsactorul se proiectează astfel încît atît timp cît amplitudinea impulsului de tensiune aplicat pe bobinajul său principal nu a atins o valoare dinainte stabilită, miezul pulsactorului este nesaturat şi deci inductanţa bobinajului său principal este foarte mare. Aceasta face ca circuitul GMIP să fie practic întrerupt în acest punct, prin bobinajul principal al pulsactorului circulînd un curent neînsemnat. Cînd amplitudinea impulsului de tensiune ajunge la valoarea stabilită, curentul prin bobinajul principal al pulsactorului trebuie să ajungă şi el la o valoare suficientă pentru a crea intensitatea cîmpului magnetic ΔH (fig. 2), necesară saturării miezului. În acest moment, permeabilitatea miezului pulsactorului scade brusc, iar o dată cu ea scade şi inductanţa bobinajului principal al acestuia făcînd să crească foarte mult curentul prin bobinajul principal. Aceasta este perioada de descărcare a GMIP, pe durata căreia pulsactorul este deschis — conduce. Spre sfîrşitul descărcării este evident că amplitudinea impulsului de tensiune aplicat pe bobinajul principal începe să scadă, punctul de funcţionare a pulsactorului începe să se deplaseze din B_1 spre B (fig. 2), ajungînd într-un moment dat în B. În porţiunea BA inductanţa bobinajului principal al pulsactorului creşte brusc datorită desaturării miezului, iar curentul prin bobinajul principal se întrerupe. Punctul de funcţionare a pulsactorului ajunge din nou în A datorită cîmpului de premagnetizare creat de bobinajul auxiliar, pulsactorul fiind astfel pregătit pentru impulsul următor.

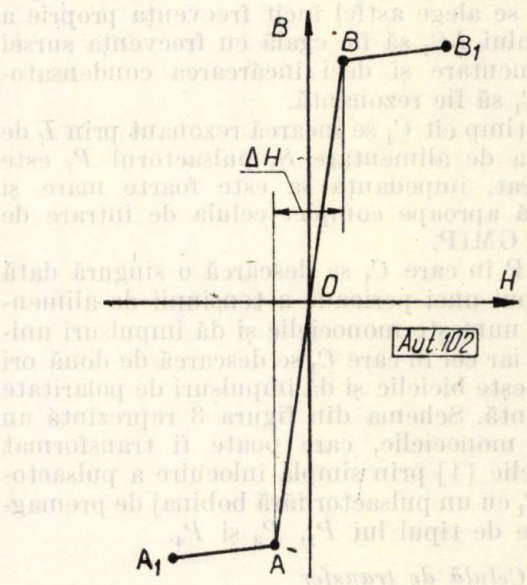


Fig. 2. Ciclul de histerezis liniarizat al pulsactorului.

Elementul comutator magnetic, prin proprietăţile sale, a influenţat structura generatorului de impulsuri, făcîndu-l să se deosebească net de GIP clasic [3].

Schema de principiu a unuia dintre cele mai răspîndite GMIP este arătată în figura 3.

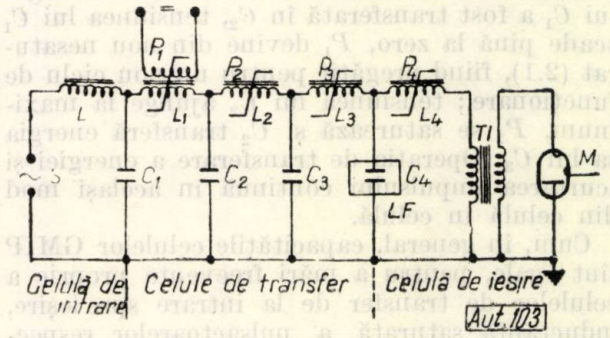


Fig. 3. Schema de principiu a unui GMIP.

După cum se vede din figura 3, GMIP este format dintr-o celulă de intrare, un număr de celule de transfer şi o celulă de ieşire.

2.2. Celula de intrare

Această celulă este formată din sursa de alimentare S (fig. 3), inductanța de separare L și capacitatea C_1. Valoarea inductanței de separare L se alege astfel încît frecvența proprie a circuitului LC_1 să fie egală cu frecvența sursei de alimentare și deci încărcarea condensatorului C_1 să fie rezonantă.

Atît timp cît C_1 se încarcă rezonant prin L de la sursa de alimentare S, pulsactorul P_1 este nesaturat, impedanța sa este foarte mare și izolează aproape complet celula de intrare de restul GMIP.

GMIP în care C_1 se descarcă o singură dată în timpul unei perioade a tensiunii de alimentare se numește monociclic și dă impulsuri unipolare, iar cel în care C_1 se descarcă de două ori se numește biciclic și dă impulsuri de polaritate alternantă. Schema din figura 3 reprezintă un GMIP monociclic, care poate fi transformat în biciclic [4] prin simpla înlocuire a pulsactorului P_1 cu un pulsactor fără bobinaj de premagnetizare de tipul lui P_2, P_3 și P_4.

2.3. Celula de transfer

O celulă de transfer se compune dintr-un pulsactor și cele două capacități vecine. Referindu-ne la prima celulă de transfer (fig. 3), ea este compusă din C_1, P_1 și C_2. Cînd tensiunea pe condensatorul C_1 a ajuns la valoarea stabilită P_1 se saturează, impedanța sa devine foarte mică și permite transferarea energiei acumulate în C_1 a condensatorului C_2 în decursul unei semiperioade a circuitului serie $C_1L_{s1}C_2$ (unde L_{s1} este inductanța saturată a pulsactorului P_1).

Deoarece valoarea inductanței saturate L_{s1} este mult mai mică decît a inductanței de separare L, frecvența proprie a circuitului amintit este mult mai mare decît a circuitului precedent LC_1 (al celulei de intrare), astfel că transferul de energie din C_1 în C_2 se face mult mai rapid decît din S în C_1, obținîndu-se o scurtare apreciabilă a impulsului semisinusoidal inițial.

În mod analog funcționează și celulele de transfer următoare. În momentul cînd energia lui C_1 a fost transferată în C_2, tensiunea lui C_1 scade pînă la zero, P_1 devine din nou nesaturat (2.1), fiind pregătit pentru un nou ciclu de funcționare; tensiunea lui C_2 ajunge la maximum, P_2 se saturează și C_2 transferă energia sa lui C_3. Operația de transferare a energiei și scurtarea impulsului continuă în același mod din celulă în celulă.

Cum, în general, capacitățile celulelor GMIP sînt egale, pentru a mări frecvența proprie a celulelor de transfer de la intrare spre ieșire, inductanța saturată a pulsactoarelor respecpective trebuie calculată astfel încît să scadă în mod corespunzător. În acest fel, semisinusoida tensiunii de intrare se îngustează treptat și crește în mod corespunzător amplitudinea curentului de transfer de la o celulă la alta.

2.4. *Celula de ieșire*

Celula de ieșire se compune din linia de formare LF, pulsactorul final P_4 și primarul transformatorului de impulsuri TI. În general, deoarece impulsul a fost format în celulele de transfer, LF poate fi înlocuită cu un condensator de capacitate egală cu capacitatea totală a LF. În caz că forma și parametrii impulsului necesar sarcinii sînt deosebiți de cei ai impulsului obținut cu ajutorul celulelor de transfer se utilizează totuși linia de formare.

Celula de ieșire funcționează ca și celulele de transfer descrise. În momentul cînd tensiunea condensatorului final a ajuns la valoarea stabilită, pulsactorul P_4 se saturează, permițînd primului să se descarce pe primarul TI, în secundarul căruia se află sarcina M.

3. Particularitățile GMIP alimentate cu tensiune alternativă variabilă

Relațiile cantitative ale funcționării diferitelor celule ale GMIP alimentate cu tensiune alternativă invariabilă au fost obținute de o serie de autori [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11].

Lucrarea de față își propune analiza funcționării GMIP monociclice și biciclice în cazul alimentării cu tensiune alternativă variabilă, caz neoglindit încă în literatura de specialitate. Analiza se va referi numai la perioada de încărcare a celulei de intrare și la valoarea curentului de premagnetizare a primului pulsactor, deoarece în rest nu există nici un fel de deosebiri față de funcționarea GMIP alimentate cu tensiune alternativă invariabilă.

Datorită faptului că nu au bobinaje de premagnetizare, după transmiterea unui impuls de energie, pulsactoarele P_2, P_3 și P_4 rămîn saturate sub acțiunea f.m.m., creată de componenta continuă a curentului de alimentare. Inductanțele saturate ale acestora și inductanța TI fiind foarte mici, practic, scurtcircuitează celulele respective, astfel că schema echi-

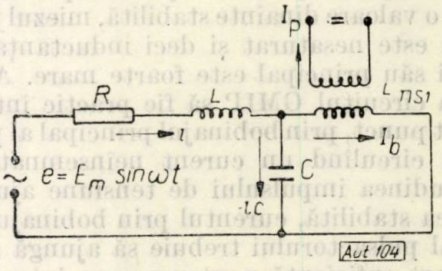


Fig. 4. Schema echivalentă a GMIP pentru perioada de încărcare.

valentă a GMIP pentru perioada de încărcare devine cea din figura 4.

Aici, pentru simplificare, presupunem că sursa de alimentare nu are impedanță internă, toate

pierderile celulei de intrare sînt concentrate în rezistența R, inductanța de separare L este liniară, iar C în momentul aplicării tensiunii este descărcat complet.

Deoarece valoarea inductanței nesaturate a primului pulsactor L_{ns1} este de peste 20 de ori mai mare decît a inductanței liniare de separare L [3], iar capacitatea C și inductanțele L și L_{ns1} formează un filtru de joasă frecvență, cu o foarte bună aproximație putem considera că prin L_{ns1} va circula tot timpul numai componenta continuă I_b, a curentului de alimentare [4]. Este evident că în cazul GMIP biciclici valoarea lui I_b va fi nulă.

Încărcarea celulei de intrare este rezonantă, adică :

$$\omega^2 LC = 1 \tag{1}$$

Ținînd seamă de presupunerile simplificatoare arătate, pentru GMIP cu funcționare monociclică ecuațiile circuitului de încărcare sînt :

$$i = i_c + I_b \tag{2}$$

$$E_m \cdot \sin\omega t = R\,(i_c + I_b) + L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(I_b + i_c) + \frac{1}{C}\int i_c\,\mathrm{d}t \tag{3}$$

Soluția ecuației (3) este :

$$i_c = \frac{E_m}{R}(1 - \mathrm{e}^{-\delta t})\sin\omega t \tag{4}$$

unde :

$$\delta = \frac{R}{2L} \tag{5}$$

3.1. *Tensiunea de încărcare a condensatorului*

Tensiunea pe condensator este dată de expresia :

$$u_c = \frac{1}{C}\int \frac{E_m}{R}(1 - \mathrm{e}^{-\delta t})\sin\omega t\,\mathrm{d}t \tag{6}$$

care, avînd în vedere condițiile inițiale $u_c(0) = 0$, devine :

$$u_c = \frac{E_m}{R}\left[\frac{\mathrm{e}^{-\delta t}(\omega\cos\omega t + \delta\sin\omega t) - \omega}{\omega^2 + \delta^2} - \frac{1}{\omega}(\cos\omega t - 1)\right]. \tag{7}$$

Descărcarea condensatorului are loc în momentul cînd tensiunea de alimentare $E_m \sin\omega t$ trece prin zero, adică la timpul :

$$t = \frac{n\pi}{\omega} \tag{8}$$

în care : n este numărul de semiperioade ale tensiunii de alimentare, și poate lua orice valoare pozitivă întreagă. Valorile impare ale lui n corespund cazului funcționării biciclice a GMIP, iar cele pare, funcționării monociclice a acestuia.

Ținînd seamă de (8) și exprimînd pe δ și ω în funcție de Q, expresia (7) devine :

$$u_c = (-1)^n \cdot QE_m\left(\mathrm{e}^{-\frac{n\pi}{2Q}} - 1\right) \tag{9}$$

în care : Q este factorul de calitate al circuitului.

Expresia (9) ne dă valoarea tensiunii pe condensatorul C, după un număr n de semiperioade ale tensiunii de alimentare. Se vede clar că tensiunea u_c pornește de la zero și tinde exponențial către valoarea maximă QE_m.

3.2. *Reglarea frecvenței de repetiție*

După cum am amintit, pulsactorul P_1 se saturează numai cînd tensiunea u_c, aplicată pe bobinajul său principal, ajunge la o valoare bine determinată și constantă pentru un GMIP dat U_c.

Putem deci transcrie ecuația (9) în forma :

$$U_c = (-1)^n \cdot QE_m^*\left(\mathrm{e}^{-\frac{n\pi}{2Q}} - 1\right) \tag{10}$$

în care : E_m^* este amplitudinea, de data aceasta variabilă, a tensiunii de alimentare.

Relația (10) este satisfăcută de un număr infinit de perechi de valori n, E_m^*. Alegînd în mod corespunzător valoarea lui E_m^*, putem face ca tensiunea u_c să ajungă la valoarea U_c după un număr dorit de semiperioade n, ale tensiunii de alimentare.

Această posibilitate conduce la un mijloc comod de reglare a frecvenței de repetiție a GMIP, sub valoarea frecvenței sursei de alimentare, prin simpla variere în trepte a amplitudinii tensiunii de alimentare, fără ca aceasta să aibă vreo influență asupra funcționării celorlalte celule ale GMIP sau asupra parametrilor și calității impulsului de ieșire.

Ecuația (10), transcrisă în forma (11), este reprezentată în figura 5.

$$\left|\frac{E_m^*}{U_c}\right| = \frac{1}{Q\left(\mathrm{e}^{-\frac{n\omega}{2Q}} - 1\right)} \tag{11}$$

Curba pentru $Q = \infty$ a fost calculată după relația (12) corespunzătoare unui circuit fără pierderi [4].

$$U_c = \frac{E_m^*}{2}(\sin\omega t - \omega t\cos\omega t) \tag{12}$$

Această expresie, ținînd seamă de relația (8), devine :

$$\left|\frac{E_m^*}{U_c}\right| = \frac{2}{n\pi} \tag{13}$$

Curbele din figura 5 arată că cu cît factorul de calitate al celulei de intrare a GMIP este mai mare, cu atît mai mare este plaja de reglaj a tensiunii de alimentare.

Practica construcției GMIP a demonstrat [1], [3] că valoarea lui Q este cuprinsă între 10 și 20. Pentru aceste valori, admițînd o stabilitate de 1% a tensiunii de alimentare E_m^*, din

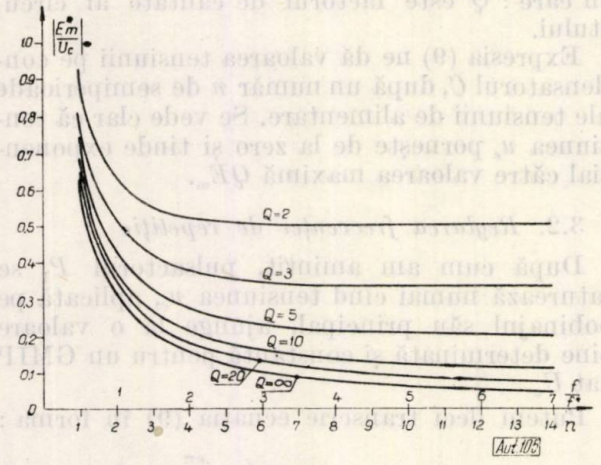


Fig. 5. Curbele $\left|\frac{E_m^*}{U_c}\right| = f(n)$ calculate din relațiile (11) și (13).

figura 5 rezultă că o funcționare corectă a GMIP, în ceea ce privește stabilitatea frecvenței de repetiție, este asigurată numai pentru $n = 1, 3, 5, 7, 9$ (funcționare de tip biciclic) și $n = 2, 4, 6, 8, 10$ (funcționare de tip monociclic). Observăm, de asemenea, că un factor de calitate mai mare de 20, practic nu conduce la lărgirea domeniului de reglaj al frecvenței de repetiție a GMIP, ci îmbunătățește numai stabilitatea acestuia.

Valoarea frecvenței de repetiție este dată de relația :

$$f^* = f \cdot \frac{2}{n} \qquad (14)$$

în care : f^* este frecvența de repetiție a GMIP ;
f — frecvența de repetiție a sursei de alimentare.

Relația (14) este reprezentată grafic în figura 6.

Cunoscînd factorul de calitate al circuitului Q, pentru un n dat, și folosind relațiile (10) și (14), sau reprezentările lor grafice, se poate găsi cu ușurință atît frecvența de repetiție a GMIP, cît și valoarea tensiunii de alimentare care trebuie aplicată celulei de intrare, pentru a obține frecvența de repetiție dorită.

3.3. *Componenta continuă a curentului de alimentare.*

După cum s-a arătat, componenta continuă a curentului sursei de alimentare I_b pentru funcționarea de tip biciclic este zero, și deci în cele ce urmează se va considera numai cazul funcționării de tip monociclic.

Pentru a evita premagnetizarea inductanței liniare de separare L și a elementelor magnetice ale sursei de alimentare, este de dorit ca valoarea medie I_{med} a curentului de alimentare să fie nulă, ceea ce duce, evident, la o mărire a factorului de putere și a randamentului celulei de intrare [4].

Ținînd seamă de cele arătate și de (2) putem scrie :

$$I_{med} = \frac{\omega}{n\pi} \int_{\cdot}^{\frac{n\pi}{\omega}} (i_c + I_b)\, dt = 0. \qquad (15)$$

Din ecuația (15), avînd în vedere (4) și (8), considerînd variabilă tensiunea de alimentare și exprimînd pe δ și ω în funcție de Q se determină valoarea lui I_b.

$$I_b = \frac{E_m^*}{n\pi R}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}\right) \qquad (16)$$

Introducînd în această relație valoarea lui E_m^* din (10) și exprimînd pe R în funcție de Q se obține :

$$|I_b| = \frac{U_c}{n\pi\omega L} \qquad (17)$$

Ecuația (17) este reprezentată grafic în figura 6.

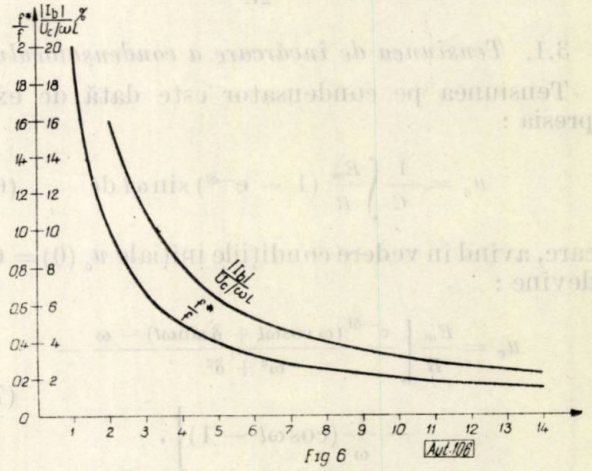


Fig. 6

Fig. 6. Curbele $\frac{f^*}{f} = f(n)$ și $\frac{|I_b|}{U_c/\omega L} = f(n)$ calculate din relațiile (14) și (17).

După cum se vede din (17), I_b nu depinde de factorul de calitate al circuitului celulei de intrare, ci numai de n, și deci de frecvența de repetiție a GMIP, fiind direct proporțional cu aceasta.

3.4. *Curentul de premagnetizare a primului pulsactor*

Curentul I_b, în timpul perioadei de încărcare a GMIP, curge prin toate pulsactoarele şi prin primarul transformatorului de impulsuri TI, premagnetizîndu-le pînă la saturaţie în sensul invers premagnetizării date de trecerea impulsului de curent din perioada de descărcare a GMIP.

Considerînd pulsactorul P_1, înseamnă că punctul de funcţionare al acestuia se află undeva în A_1 (fig. 2). În perioada de încărcare miezul pulsactorului P_1 trebuie să fi nesaturat, adică punctul de funcţionare să revină din A_1 în A. Aceasta se face cu ajutorul bobinajului auxiliar al pulsactorului, prin care circulă curentul de premagnetizare I_p.

Presupunînd că ambele bobinaje ale pulsactorului sînt bobinate în acelaşi sens şi că numărul lor de spire este diferit se poate scrie :

$$I_p = I_b \cdot \frac{W_b}{W_p} - \Delta I \qquad (18)$$

în care : W_b este numărul de spire ale bobinajului principal ;

W_p — numărul de spire ale bobinajului auxiliar ;

ΔI — fracţiunea de curent care trebuie să circule prin bobinajul auxiliar pentru a crea intensitatea cîmpului magnetic $\frac{\Delta H}{2}$, necesară aducerii punctului de funcţionare a pulsactorului din 0 în A (fig. 2).

În cazul că sub acţiunea de premagnetizare a curentului I_b, punctul de funcţionare al pulsactorului nu a depăşit A, ci se află undeva între 0 şi A ecuaţia (18) devine :

$$I_p = \Delta I - I_b \cdot \frac{W_b}{W_p} \qquad (19)$$

Avînd în vedere (17) ecuaţiile (18) şi (19) devin :

$$I_p = \frac{U_c}{n\pi\omega L} \cdot \frac{W_b}{W_p} - \Delta I \qquad (20)$$

$$I_p = \Delta I - \frac{U_c}{n\pi\omega L} \cdot \frac{W_b}{W_p} \qquad (21)$$

Ecuaţiile (14), (20) şi (21) ne arată că trecerea de la o frecvenţă de repetiţie la alta aduce după sine şi necesitatea varierii corespunzătoare a curentului de premagnetizare al primului pulsactor.

3.5. *Valoarea eficace a curentului de alimentare.*

Pentru evaluarea factorului de putere şi randamentului celulei de intrare a GMIP este necesară determinarea valorii efective a curentului de alimentare.

În cazul funcţionării de tip biciclic, din relaţiile (2), (4) şi (16), pentru un n dat, expresia curentului de alimentare este :

$$i = \frac{E_m^*}{R}\left[(1 - e^{-\delta t})\sin\omega t + \frac{1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}}{n\pi}\right], \qquad (22)$$

iar valoarea efectivă a aceluiaşi curent va fi :

$$I_{ef} = \left(\frac{\omega}{n\pi}\int_0^{\frac{n\pi}{\omega}}\left\{\frac{E_m^*}{R}\left[(1 - e^{-\delta t})\sin\omega t + \frac{1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}}{n\pi}\right]\right\}^2 dt\right)^{1/2} \qquad (23)$$

Soluţia acestei ecuaţii este :

$$I_{ef} = \frac{E_m^*}{R}\left[\frac{1}{2} - \frac{2Q}{n\pi}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}\right) + \frac{Q}{2n\pi}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{Q}}\right) - \frac{1}{n^2\pi^2}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}. \qquad (24)$$

În mod analog, valoarea efectivă a curentului de alimentare pentru funcţionarea de tip biciclic este dată de expresia :

$$I_{ef} = \frac{E_m^*}{R}\left[\frac{1}{2} - \frac{2Q}{n\pi}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}\right) + \frac{Q}{2n\pi}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{Q}}\right)\right]^{1/2}. \qquad (25)$$

Observăm că expresiile (24) şi (25) diferă între ele printr-un termen, care, admiţînd o eroare neînsemnată, poate fi neglijat. De aceea, în cele ce urmează, se va folosi în exclusivitate expresia (25), în care se notează :

$$D = \left[\frac{1}{2} - \frac{2Q}{n\pi}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}\right) + \frac{Q}{2n\pi}\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{Q}}\right)\right]. \qquad (26)$$

3.6. *Factorul de putere*

Factorul de putere are o deosebită importanţă în funcţionarea oricărui utilaj consumator de energie electrică, în special cînd puterea acestuia este apreciabilă în raport cu puterea sursei de alimentare. Un factor de putere scăzut duce la mărirea puterii aparente necesare alimentării utilajului respectiv şi implicit la mărirea gabaritelor utilajului şi a sursei de alimentare, precum şi la o oarecare sporire a pierderilor.

Cum GMIP trebuie să fie de greutate şi gabarite cît mai reduse, este lesne de înţeles atenţia acordată factorului de putere, îndeosebi cînd sursa de alimentare este un generator special de frecvenţă sporită, a cărui putere aparentă este limitată.

Expresia factorului de putere este :

$$\cos\varphi = \frac{\frac{CU_c^2}{2} \Big/ \frac{n\pi}{\omega}}{E_{ef} \cdot I_{ef}} . \qquad (27)$$

Ţinînd seamă de (10), (25) şi (26), şi făcînd simplificările cuvenite, această expresie devine :

$$\cos\varphi = \frac{Q\left(e^{-\frac{n\pi}{2Q}} - 1\right)^2}{\sqrt{2}\, n\pi D^{1/2}} . \qquad (28)$$

Relaţia (28) este reprezentată grafic în figura 7

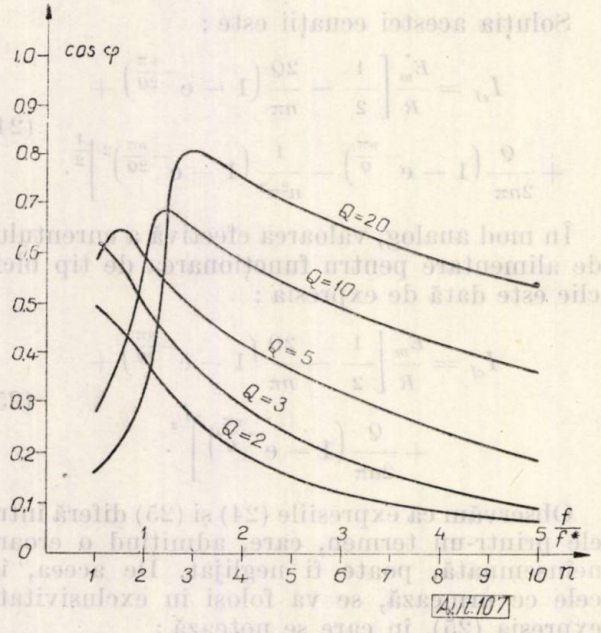


Fig. 7. Curbele cos φ = f(n) calculate din relaţia (28).

Din figura 7 se observă că factorul de putere prezintă un maximum proporţional cu Q, care se deplasează uşor spre valorile mari ale lui n. Pentru valorile lui Q, care se întîlnesc în practică, valorile mari ale factorului de putere corespund unui n mai mare sau egal cu 3.

3.7. *Randamentul*

Expresia randamentului celulei de intrare a GMIP are forma :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{I_{ef}^2 R}{\frac{CU_c^2}{2} \Big/ \frac{n\pi}{\omega}}} . \qquad (29)$$

Introducînd (10), (25) şi (26) în această expresie şi făcînd simplificările corespunzătoare se obţine :

$$\eta = \frac{1}{1 + 2n\pi D/Q\left(1 - e^{-\frac{n\pi}{2Q}}\right)^2} . \qquad (30)$$

Relaţia (30) este reprezentată grafic în figura 8.

Curbele din figura 8 sînt foarte asemănătoare cu cele din figura 7. Randamentul prezintă şi el un maximum proporţional cu Q, care se deplasează uşor spre valorile mari ale lui n.

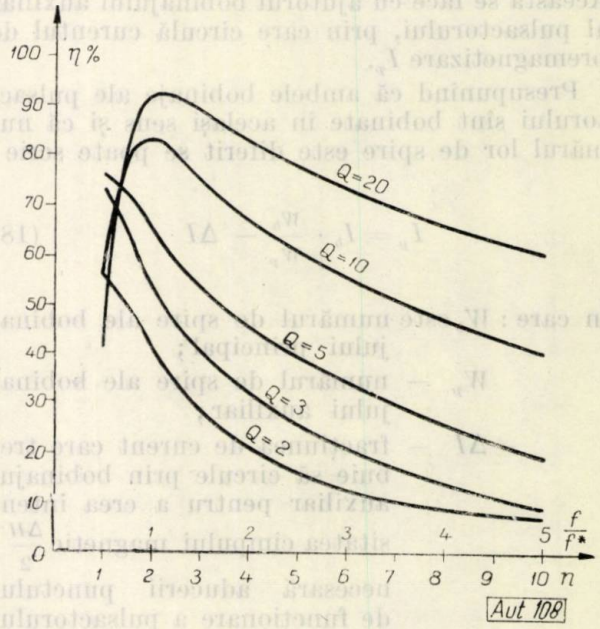


Fig. 8. Curbele η = f(n) calculate din relaţia (30).

Pentru valorile lui Q care se întîlnesc în practică, valorile mari ale randamentului corespund unui n mai mare sau egal cu 2.

3.8. *Factorul de calitate*

Din cele arătate se vede că asupra performanţelor celulei de intrare a GMIP îndeosebi asupra cos φ şi η, influenţează puternic factorul de calitate.

Expresia lui Q în funcţie de elementele circuitului este :

$$Q = \frac{\sqrt{L}}{R\sqrt{C}} . \qquad (31)$$

Asupra lui se poate acţiona, într-o oarecare măsură, printr-o proiectare judicioasă a elementelor celulei de intrare şi în special a inductanţei liniare de separare.

Elementul de care depinde cel mai mult factorul de calitate, în cazul GMIP, şi asupra căruia se poate acţiona în limite largi este capacitatea C, care trebuie să fie cît mai mică posibil.

Cum însă valoarea acestei capacităţi este legată, de puterea pe care trebuie să o debiteze în impuls, se poate scrie :

$$\frac{CU_c^2}{2}\Big/\tau = P_{imp} = \text{const}, \tag{32}$$

în care :

$$\tau = \pi\sqrt{\frac{L_{s1}C}{2}} \tag{33}$$

τ este durata perioadei de descărcare a celulei de intrare.

Introducînd valoarea lui C din (32) în relaţia (31) se obţine :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2\pi R}} \cdot \frac{U_c^2}{P_{imp}} \cdot \sqrt{\frac{L}{L_{s1}}}. \tag{34}$$

Această relaţie, în cazul unui GMIP dat, pentru care P_{imp}, R şi L_{s1} rămîn constante, poate fi transcrisă sub forma :

$$Q \equiv U_c^2\sqrt{L}. \tag{35}$$

De aici rezultă că pentru a îmbunătăţi factorul de calitate, trebuie să se mărească pe cît este posbil tensiunea de lucru a condensatorului C. Valoarea lui L, după cum reiese din (1) şi (32), creşte şi ea proporţional cu U_c, şi deci contribuie la îmbunătăţirea lui Q.

Concluzii

Alimentarea GMIP cu tensiune alternativă variabilă prezintă, faţă de cele alimentate cu tensiune alternativă invariabilă, aspecte noi asupra cărora s-a insistat în cuprinsul lucrării.

Acest mod de alimentare oferă un mijloc comod de a varia frecvenţa de repetiţie a GMIP sub valoarea frecvenţei sursei de alimentare, fără ca parametrii şi forma impulsului de ieşire să sufere vreo modificare, prin simpla variere a amplitudinii tensiunii de alimentare a GMIP. Aceste GMIP sînt mult mai simple ca construcţie şi mai sigure în funcţionare decît cele alimentate în curent continuu (singurele care permit varierea frecvenţei de repetiţie în limite largi), deoarece nu comportă redresor de înaltă tensiune şi comutator electronic comandat de un generator special de semnale.

Mijlocul de reglare a frecvenţei de repetiţie amintit foloseşte fenomenul tranzitoriu care are loc la încărcarea rezonantă a celulei de intrare a GMIP. Acelaşi fenomen poate fi folosit şi pentru multiplicarea tensiunii sursei de alimentare, eliminînd astfel în unele cazuri necesitatea unui transformator ridicător de tensiune.

Limitele de reglaj ale frecvenţei de repetiţie $\left(1 \div \frac{1}{5}\right)$, impuse de instabilitatea tensiunii de alimentare, pot fi lărgite dacă se iau măsuri speciale de stabilizare a tensiunii de alimentare, lucru uşor de realizat mai ales în cazul folosirii, ca sursă de alimentare, a unui alternator special de frecvenţă ridicată.

Studiul randamentului şi factorului de putere a arătat că plaja de reglaj a frecvenţei de repetiţie amintite este acceptabilă şi din acest punct de vedere, mai ales în cazul alimentării GMIP de la reţeaua industrială, cînd o oarecare scădere a valorii cos φ şi η este admisibilă. De aceea, alimentarea GMIP cu tensiunea alternativă variabilă poate fi folosită cu multă eficacitate îndeosebi pentru diferite instalaţii pulsate, a căror frecvenţă de repetiţie este mai mică decît frecvenţa industrială. Printre acestea se numără şi majoritatea acceleratoarelor de particule de puteri medii şi mari, despre a căror răspîndire şi eficacitate economică s-a amintit în introducere.

BIBLIOGRAFIE

[1] Glasoe G. N., Lebacqz, J. V. *Pulse Generators.* New York McGraw — Hill, 1948.

[2] Ithoki, Ia. S. *Impulsnaia Tehnika.* Izdatelstvo Sovetskoe Radio, Moskva, 1949.

[3] Melville, W. S. *The use of saturable reactors as discharge devices for pulse generators.* În : Proc. I.E.E. Part. III, **98**, nr. 53 1951 p. 185.

[4] Busch, K. J., Hasley, A. D. şi Neitzert, C. *Magnetic pulse modulators.* În : The Bell System Technical Journal, **34**, nr. 5, 1955 p. 943.

[5] Mathias, R. A şi Williams, E. M. *Economic design of saturable reactor magnetic pulsers.* În : AIEE. Trans, Part. I, **74**, nr. 18, 1955, p. 169.

[6] Thomson, M. F., Trautwein, R. R. şi Ingersoll, E. R. *Magnetic — pulse-generator practical design limitations.* În : AIEE. Trans, Part. I nr. 28, 1957 p. 786.

[7] Juhoviţkii, B. Ia. *Analiz raboti droselia v scheme modulatora.* În : Izvestia vîsşih ucebnîh zavedenii, Radiotehnika **1**, nr. 4, 1958, p. 474.

[8] Weinberg, N. L. *Analysis of nonresonant charging circuit for magnetic pulse generators.* În : AIEE. Trans. Part. I, nr. 37, 1958, p. 271.

[9] Netuşil, A. V., Burdak, N. M., Juhoviţkii, B. Ia. şi Kudin, B. N. *K rasciotu droselei nasiscenia v shemah moduliatorov.* În : Izvestia vîsşih ucebnîh zavedenii, Radiotehnika **3**, nr. 2, 1960, p. 191.

[10] Vatin, I. M. şi Meerovici, L. A. *Stabiliziruiuşcie svoistva magnitnogo impulsnogo gheneratora.* În : Radiotehnika **16**, nr. 9, 1961, p. 46.

[11] Vatin, I. M., Zaitev, E. F. şi Meerovici, L. A. *Isledovania staţionarnîh kolebanii v magnitnom impulsnom generatore.* În : Radiotehnika **17**, nr. 5, 1962, p. 52.

P. CRISTEA, DOINA DUMBRAVĂ, L. LEIB, I. ŞIPOŞ *

Convertor analog-numeric de tensiune tranzistorizat, pentru sisteme automate numerice

În numeroase aplicații este necesar ca rezultatul unei măsurări să fie exprimat sub formă numerică.

Astfel, în teletransmisiuni, dacă se operează cu mărimi numerice, crește simțitor siguranța transmisiei, iar în automatizările complexe se simplifică circuitele electronice de prelucrare a informației.

Măsurarea unei mărimi analogice și exprimarea ei sub formă numerică se fac cu ajutorul unui convertor analog-numeric. Mărimea fizică măsurată, metoda de convertire utilizată, codul de exprimare numerică a valorii determinate pot fi foarte diferite, depinzînd de condițiile concrete de utilizare a convertorului.

În cadrul unei instalații de automatizare complexă s-a construit un convertor analog-numeric complet tranzistorizat cu funcție de organ de legătură între traductoarele ce măsoară parametrii procesului de reglat și dispozitivul electronic numeric de conducere a unui proces industrial.

Mărimea de intrare a convertorului este o tensiune unificată de 0 — 10 V, cu o variație în timp mai mică decît 1% s, produsă de traductoare industriale, cu impedanță internă mai mică de 3 kΩ. Semnalul la ieșirea convertorului este exprimat în cod binar.

Eroarea medie pătratică totală a convertorului este de 0,5%, pentru funcționarea într-o gamă de temperaturi de 5—35°C, iar timpul de convertire, de circa 10 ms.

Calculul performanțelor convertorului

Eroarea totală a convertorului este determinată de eroarea de cuantificare, inerentă procesului de înlocuire a unei mărimi cu variație continuă cu o mărime discontinuă, și de eroarea instrumentală, dependentă de calitatea elementelor analogice ale aparatului. Eroarea medie pătratică totală σ_T este dată deci de relația:

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_{cv}^2 + \sigma_i^2}$$

unde:

σ_{cv} este eroarea medie pătratică de cuantificare;

σ_i — eroarea medie pătratică instrumentală.

Eroarea de cuantificare poate fi relativ ușor micșorată prin reducerea intervalului dintre două nivele succesive ale codului, respectiv prin mărirea numărului n de unități binare ale semnalului de ieșire. Micșorarea erorii instrumentale este însă legată de dificultăți tehnologice care duc la creșterea rapidă a prețului de cost al aparatului.

Eroarea totală a aparatului este deci determinată în principal de eroarea instrumentală, reducerea extremă a erorii de cuantificare nefiind necesară. De obicei, ponderea erorii de cuantificare față de cea totală se ia:

$$K_{cv} = \frac{\sigma_{cv}}{\sigma_T} = 0{,}1 - 0{,}5.$$

Am considerat $K_{cv} = 0{,}45$, ceea ce corespunde unei erori medii pătratice de cuantificare $\sigma_{cv} = 0{,}225\%$.

Distribuția densității de probabilitate a abaterilor de la un nivel dat U_k al codului fiind dreptunghiulară [1] (și nu gaussiană) în intervalul $\left(U_k - \frac{\Delta U}{2};\ U_k + \frac{\Delta U}{2}\right)$ rezultă legătura dintre eroarea medie pătratică de cuantificare σ_{cv} și intervalul ΔU dintre două nivele succesive ale codului:

$$(\sigma_{cv})^2 = 2\int_0^{\frac{\Delta U}{2}} \frac{1}{\Delta U} X^2 \, \mathrm{d}x = {}^1\!/_3 \left(\frac{\Delta U}{2}\right)^2,$$

care dă mărimea maximă a pasului ΔU al rețelei de cuantificare, pentru a avea eroarea medie pătratică σ_{cv} impusă.

În cazul nostru rezultă evident:

$$\Delta U = 2\sqrt{3}\,\sigma_{cv} = 0{,}87\%.$$

De aici rezultă un număr de nivele de cuantificare necesar în întregul interval de măsură:

$$N = \frac{100}{\Delta U\ \%} + 1 = 116$$

și corespunzător numărul necesar de unități binare ale semnalului convertit:

$$n \geqslant lg_2\, N \approx 7 \text{ biți.}$$

Convertorul va trebui să aibă deci 7 unități binare, pentru a se asigura precizia impusă. Mărirea în continuare a numărului de unități binare nu duce la o micșorare sensibilă a erorii totale.

Eroarea instrumentală admisibilă, care determină performanțele impuse elementelor analogice, va fi:

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_T^2 - \sigma_{cv}^2} = 0{,}45\%.$$

* Ing. *P. Cristea* este asistent la IPB, ing. *D. Dumbravă*, ing. *L. Leib* și ing. *I. Șipoș* sînt ingineri proiectanți la IPAEIA.

Convertorul analog-numeric este afectat, de asemenea, de o eroare dinamică, datorită variaţiei mărimii de intrare în timpul convertirii. Mărimea admisibilă a erorii dinamice determină timpul de convertire maxim admisibil.

În cazul convertorului construit care are o mărime de intrare cu variaţie lentă (circa 1%/s), realizarea unui timp de convertire de circa 10 ms face eroarea dinamică neglijabilă, de ordinul unei sutimi din valoarea pasului de cuantificare.

Schema-bloc a convertorului analog-numeric

Eroarea instrumentală fiind partea principală a erorii totale a convertorului s-a căutat micşorarea ei, fără a se impune condiţii tehnologice severe pentru elementele schemei. Un prim criteriu în alegerea metodei de convertire a fost deci reducerea la minimum a numărului de elemente analogice din sistem.

Analizînd diferitele variante descrise în literatură [1, 2, 3] s-a adoptat soluţia convertorului cu reacţie utilizînd metoda comparaţiei şi scăderii, care prezintă o serie de avantaje : simplitate constructivă, prezenţa în schemă a numai două elemente analogice, posibilitatea utilizării elementelor logice tipizate, siguranţa în funcţionare, timp de convertire redus.

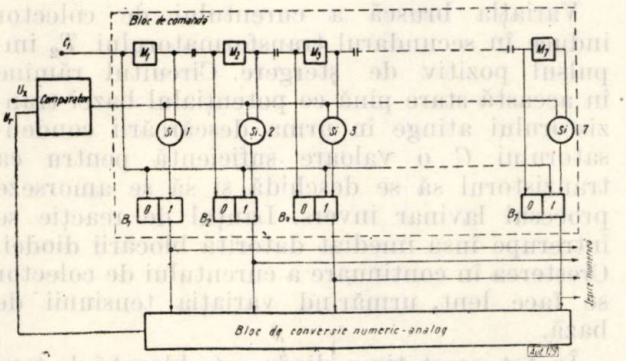


Fig. 1. Schema-bloc a convertorului analog-numeric.

Convertorul este alcătuit dintr-un comparator, un bloc de convertire numeric-analog şi un bloc de comandă (fig. 1).

Principiul de funcţionare a convertorului este asemănător cu cel al sistemelor de urmărire. Tensiunea de măsurat u_x se compară cu o tensiune de reacţie u_r variabilă în trepte corespunzătoare codului binar, produsă de blocul de convertire numeric-analog. Comparatorul dă un impuls la ieşire pentru $u_r > u_x$. Tensiunea de reacţie u_r este determinată de starea bistabililor $B_1 - B_7$ din blocul de comandă, care corespund fiecare unui ordin binar. Monostabilii $M_1 - M_7$ se declanşează succesiv unul pe celălalt, alcătuind un lanţ de întîrziere. Perioadele lor de circa 1 ms sînt determinate de timpul în care se produc procesele de comparaţie şi comandă pentru fiecare ordin binar.

Punerea în funcţiune a convertorului se face la sosirea unui impuls de comandă la intrarea C_1. Impulsul de pornire aduce în starea „zero" bistabilele $B_2 - B_7$, bistabilul B_1 în starea „1" şi în acelaşi timp declanşează monostabilul M_1. Tensiunea de reacţie u_r, cu care se compară în acest caz tensiunea de măsurat u_x, corespunde primului ordin binar, egal cu jumătatea domeniului de măsură : $u_r = \frac{10}{2} = 5\,\text{V}$. Dacă tensiunea de măsurat u_x este mai mică decît tensiunea u_r comparatorul dă un impuls scurt la ieşire care trece prin prima poartă „şi", pregătită de impulsul monostabilului M_1, şi aduce bistabilul B_1 în starea zero, tensiunea de reacţie devenind nulă. Totodată este adus în zero şi monostabilul M_1. Frontul posterior al impulsului monostabilului M_1 declanşează monostabilul M_2 şi basculează bistabilul B_2 în starea

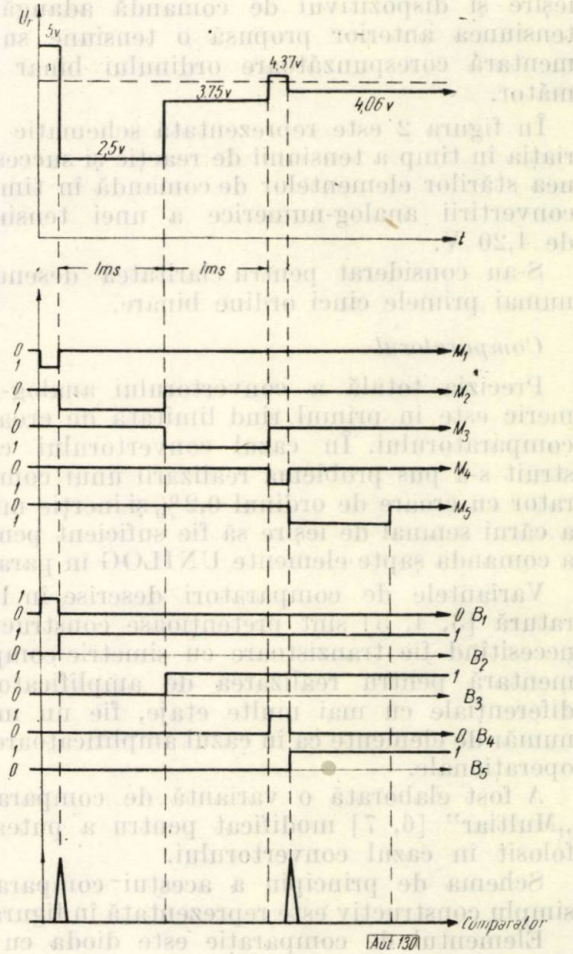


Fig. 2. Reprezentarea schematică a variaţiei în timp a tensiunii de reacţie şi a stărilor elementelor de comandă în timpul funcţionării pentru cinci ordine binare.

„1" ; ca urmare tensiunea de reacţie propusă corespunde celui de-al doilea ordin binar $u_r = \frac{10}{2^2} = 2{,}5$ V (fig. 2).

Dacă în această situaţie $u_x > u_r = 2{,}5$ V, comparativul nu dă impuls la ieşire, ca urmare bistabilul B_2 rămîne în continuare în starea „1".

După circa 1 ms, frontul posterior al impulsului monostabilului M_2 va declanşa monostabilul M_3 şi va pune în starea „1" bistabilul B_3 astfel încît tensiunea de reacţie va creşte la $u_r = \frac{10}{2^2} + \frac{10}{2^3} = 3{,}76$ V, corespunzătoare sumei celor două ordine binare.

Comparaţia se va face cu această nouă tensiune de referinţă.

Procesul continuă similar pînă la ultimul ordin binar. De cîte ori tensiunea de reacţie depăşeşte pe cea de măsurat, comparatorul dă un semnal la ieşire şi dispozitivul de comandă şterge tensiunea prea mare şi propune o tensiune mai mică cu un ordin binar; dacă aceasta este mai mică comparatorul nu dă impuls de ieşire şi dispozitivul de comandă adaugă la tensiunea anterior propusă o tensiune suplimentară corespunzătoare ordinului binar următor.

În figura 2 este reprezentată schematic variaţia în timp a tensiunii de reacţie şi succesiunea stărilor elementelor de comandă în timpul convertirii analog-numerice a unei tensiunii de 4,20 V.

S-au considerat pentru claritatea desenului numai primele cinci ordine binare.

Comparatorul

Precizia totală a convertorului analog-numeric este în primul rînd limitată de eroarea comparatorului. În cazul convertorului construit s-a pus problema realizării unui comparator cu eroare de ordinul 0,2% şi inerţie mică, a cărui semnal de ieşire să fie suficient pentru a comanda şapte elemente UNILOG în paralel.

Variantele de comparatori descrise în literatură [3, 4, 5] sînt pretenţioase constructiv, necesitînd fie tranzistoare cu simetrie complementară pentru realizarea de amplificatoare diferenţiale cu mai multe etaje, fie un mare număr de elemente ca în cazul amplificatoarelor operaţionale.

A fost elaborată o variantă de comparator „Multiar" [6, 7] modificat pentru a putea fi folosit în cazul convertorului.

Schema de principiu a acestui comparator simplu constructiv este reprezentată în figura 3.

Elementul de comparaţie este dioda cu siliciu D, montată în bucla de reacţie a unui circuit regenerativ de tipul generatorului autoblocat.

Cînd tensiunea de reacţie u_r este mai mică decît tensiunea de măsurat u_x, dioda D este alimentată invers, şi rezistenţa ei dinamică mare face ca bucla de reacţie să fie întreruptă, circuitul fiind stabil. Pe măsură ce tensiunea de reacţie u_r creşte, tensiunea inversă pe diodă scade, apoi schimbă de semn pentru $u_r > u_x$. Cînd diferenţa între tensiunile comparate atinge o valoare critică $u_r - u_x = u_{r_0}$, căreia îi corespunde o tensiune de polarizare directă a

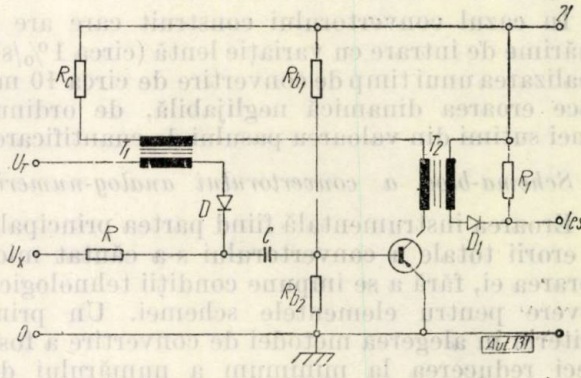


Fig. 3. Schema de principiu a comparatorului

diodei U_{DO}, rezistenţa dinamică R_{DO} este suficient de mică pentru ca lanţul de reacţie să se stabilească.

Circuitul devine instabil, o scădere a curentului de colector duce la apariţia în secundarul transformatorului T_2 a unei tensiuni în sensul de deschidere a diodei şi de blocare a tranzistorului. Procesul continuă în avalanşă pînă la tăierea completă a tranzistorului.

Variaţia bruscă a curentului de colector induce în secundarul transformatorului T_2 impulsul pozitiv de ştergere. Circuitul rămîne în această stare pînă ce potenţialul bazei tranzistorului atinge în urma descărcării condensatorului C o valoare suficientă pentru ca tranzistorul să se deschidă şi să se amorseze procesul lavinar invers. Lanţul de reacţie se întrerupe însă imediat datorită blocării diodei. Creşterea în continuare a curentului de colector se face lent, urmărind variaţia tensiunii de bază.

În tot acest timp dioda este blocată de tensiunea negativă indusă de variaţia curentului de colector în secundarul transformatorului T_1.

Cînd excursia punctului de funcţionare pe dreapta de sarcină şi procesul inductiv din circuitul de colector s-au terminat, această tensiune dispare şi se poate face o nouă comparaţie, după care apare un nou impuls. Pentru ca această comparaţie să nu fie perturbată, deci să nu existe histerezis, este necesar ca în momentul deblocării diodei să fi încetat procesele tranzitorii din circuit.

Diferenţa între valoarea tensiunii u_r la anclanşarea şi la încetarea oscilaţiilor (histerezisul) nu trebuie să depăşească mărimea celui mai mic ordin binar (78 mV). Practic histerezisul a fost redus la 5 — 10 mV.

În figura 4 sînt reprezentate impulsurile ce apar în comparator (fig. 4).

Caracteristicile impulsului de ieşire depind de diferenţa dintre u_x şi u_r, amplitudinea

sa rămînînd mai mare de 18 V şi frontul mai mic decît 1 μs pentru o impedanţă de sarcină de circa 2 kΩ (cazul a şapte elemente UNILOG în paralel).

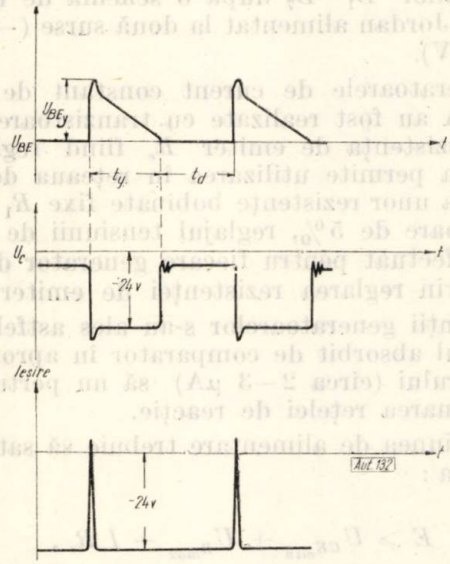


Fig. 4. Diagrama impulsurilor care apar la baza şi pe colectorul tranzistorului şi la ieşirea comparatorului.

Eroarea comparatorului este determinată de deplasarea pragului de anclanşare u_{r0}. Factorii principali care acţionează asupra acestuia sînt variaţia tensiunii de alimentare şi a temperaturii ambiante. Efectul variaţiei tensiunii de alimentare poate fi făcut neglijabil dacă se menţine punctul de funcţionare al tranzistorului în zona activă a caracteristicilor. Problema principală rămîne deci limitarea derivei termice care se datoreşte variaţiei caracteristicii diodei cu siliciu şi a rezistenţei dinamice critice R_{D0} cu temperatura.

Rezistenţa dinamică critică de anclanşare a oscilaţiilor R_{D0} depinde de parametrii tranzistorului şi ai circuitului.

În cazul comparatorului construit s-a căutat ca variaţia rezistenţei dinamice critice să compenseze variaţia caracteristicii diodei.

Punctul M de anclanşare a oscilaţiilor la 20°C (fig. 5) a fost ales pentru o tensiune pe diodă $U_{D0} = 390$ mV corespunzător unei rezistenţe critice $R_{D0} = 20$ kΩ în zona caracteristicii diodei în care variaţia pantei este rapidă, deci sensibilitatea bună.

Creşterea temperaturii la 50°C face ca punctul de funcţionare să se deplaseze în N' dacă rezistenţa dinamică critică rămîne $R'_{D0} = 20$ kΩ.

Dacă elementele circuitului se aleg astfel ca rezistenţa dinamică critică să scadă la o valoare $R''_{D0} = 8$ kΩ ca în figură, punctul de funcţionare se deplasează în N'', variaţia pragului fiind redusă.

În plus, în acest caz variaţia relativ mare a curentului prin diodă permite alegerea unei valori critice a rezistenţei R serie cu dioda nu prea mare pentru care dreapta de sarcină trece prin punctele MN'', deci variaţia tensiunii de prag aplicată la intrare (u_{r0}) este mai mică.

În cazul anterior, dreptei MN' îi corespunde o rezistenţă serie optimă prea mare, care micşorează inadmisibil sensibilitatea comparatorului şi măreşte u_{r0}.

Compensînd cele două variaţii s-a reuşit ca deriva termică a comparatorului să fie de ± 15 mV în domeniul + 5° ÷ + 35°C. S-a utilizat o diodă cu siliciu BA 108 şi un tranzistor EFT 322.

Blocul de conversie numeric-analog

Reţeaua de conversie numeric-analog este un potenţiometru de compensare acţionat de ieşirea numerică a blocului de comandă, care trebuie să dea tensiuni de reacţie de 0—10 V, dispuse în scară binară.

În literatură [1, 2, 3, 4] sînt descrise diferite sisteme de conversie numeric-analog, bazate în principiu pe însumarea curenţilor unor surse de curent constant pe o rezistenţă de ieşire sau pe însumarea succesivă a unor generatoare de tensiune constantă (fig. 6).

În figura 6 este reprezentată schematic varianta însumării curenţilor. Întreruptoarele S_i sînt comandate de bistabilele $B_1 - B_7$ din blocul de comandă.

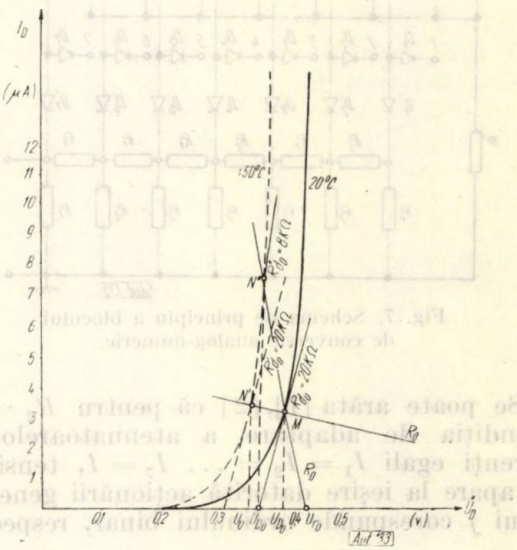


Fig. 5. Caracteristica diodei de comparaţie BA 108.

Curenţii I_1, I_2, ..., I_n, sînt în scară binară ($I_j = 2^{j-1} I$), ceea ce face ca la închiderea întreruptorului S_j să apară la ieşire o tensiune :

$$u_{ieşire} = R_{ieşire} \cdot I_j = R_{ieşire} \cdot 2^{j-1} I = 2^{j-1} U$$

corespunzătoare ordinului binar respectiv.

Practic însă utilizarea unor generatoare de curent constant, debitînd curenţi dispuşi în scară

binară, presupune utilizarea unor rezistenţe precise, ajustabile şi de valori diferite. Pentru a evita acest neajuns s-au utilizat generatoare de curent constant cu tranzistoare debitînd

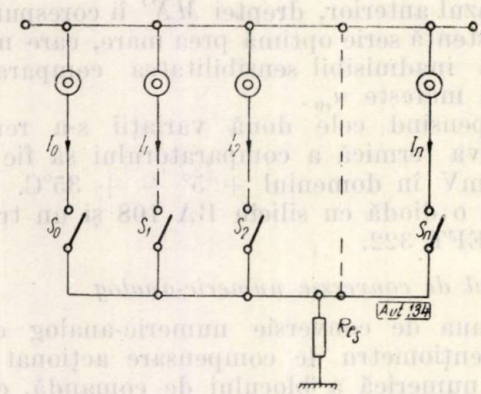


Fig. 6. Schema funcţională a blocului de convertire analog-numeric.

curenţi egali, iar la ieşire s-a utilizat un lanţ de atenuatoare adaptate pe imagine (fig. 7).

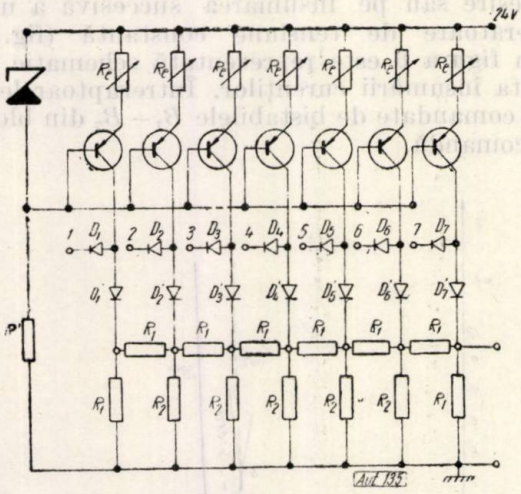


Fig. 7. Schema de principiu a blocului de conversie analog-numeric.

Se poate arăta [1], [2] că pentru $R_2 = 2R_1$ (condiţia de adaptare a atenuatoarelor) şi curenţi egali $I_1 = I_2 = \ldots I_7 = I$, tensiunea ce apare la ieşire datorită acţionării generatorului j corespunde ordinului binar, respectiv :

$$U_j = 2^{j-1} \cdot U \quad \text{unde} \quad U = \frac{I\,R}{3 \cdot 2^5}.$$

Comutatoarele 5_j sînt realizate cu diode cu siliciu. Dacă potenţialul unui punct j (fig. 7) este mai mic decît potenţialul punctului corespunzător j' din reţea, dioda D_j conduce, D'_j este blocată şi întreruptorul este deschis. În caz contrar, curentul trece prin reţea, dînd a ieşire tensiunea corespunzătoare.

Comanda acestor porţi cu diode necesită deci atît tensiuni negative (−1 V) pentru primul caz, cît şi tensiuni pozitive (+ 16V) pentru al doilea, ceea ce a făcut necesară realizarea bistabililor $B_1 - B_7$ după o schemă de trigger Eccles-Jordan alimentat la două surse (−24 V, + 24 V).

Generatoarele de curent constant de circa 1,5 mA au fost realizate cu tranzistoare EFT 322, rezistenţa de emiter R_e fiind reglabilă. Aceasta permite utilizarea în reţeaua de atenuare a unor rezistenţe bobinate fixe R_1 şi R_2 cu o eroare de 5%, reglajul tensiunii de ieşire fiind efectuat pentru fiecare generator de curent prin reglarea rezistenţei de emiter.

Curenţii generatoarelor s-au ales astfel încît curentul absorbit de comparator în apropierea echilibrului (circa 2—3 μA) să nu perturbeze funcţionarea reţelei de reacţie.

Tensiunea de alimentare trebuie să satisfacă condiţia :

$$E \geqslant U_{CE_{min}} + U_{R_{max}} + I\,R_e\,,$$

unde :

$U_{CE_{min}}$ este tensiunea minimă care asigură funcţionarea tranzistorului în zona activă a caracteristicilor;

$U_{R_{max}}$ — 15 V — tensiunea maximă care poate apărea într-un nod j' al reţelei (maximă pentru nodul 4').

Bazele tranzistoarelor sînt polarizate prin intermediul unui stabilizator simplu cu o singură diodă Zenner SZ 6, suficient pentru a face neînsemnată influenţa variaţiei tensiunii de alimentare E, produsă de o sursă stabilizată 1%, care alimentează întregul aparat. Rolul principal al diodei Zenner este de a reduce variaţia cu temperatura a curenţilor generatoarelor de c.c. S-a ales dioda Zenner SZ 6 deoarece ea are un coeficient de temperatură negativ, ceea ce permite compensarea micşorării tensiunii bază-emiter a tranzistoarelor cu creşterea temperaturii.

Curentul prin dioda Zenner s-a ales de 2 mA, ceea ce corespunde unei regiuni a caracteristicii în care rezistenţa dinamică r_z a diodei este destul de mică pentru a produce o stabilizare la variaţia tensiunii de alimentare, iar coeficientul de temperatură negativ K_T suficient pentru a da o bună compensare termică.

Reglajul s-a făcut pentru a compensa , în primul rînd, generatoarele de curent, corespunzătoare primelor ordine binare, cu pondere ridicată.

În afară de erorile discutate, reţeaua de convertire numeric-analog este afectată de o eroare datorită valorii finite a impedanţei interne a generatoarelor de curent (eroare de neaditivitate).

Rezistența internă a unui generator de curent de acest tip se poate calcula cu relația :

$$R_i = \frac{\partial U_c}{\partial i_c} = \frac{R'_E(\alpha r_c - R'_B)}{R'_B + R'_E} - r_c(1 - \alpha),$$

unde :

$$R'_E = R_e + r_e$$

$$R'_B = r_z + r_b ,$$

notațiile corespunzînd celor adoptate frecvent în literatură.

Valoarea obținută, în cazul nostru $R_i = 2\ M\Omega$ care s-a verificat experimental, asigură o eroare de neaditivitate mai mică decît 0,1%.

În afară de generatoarele de curent constant corespunzătoare celor șapte ordine binare ale semnalului convertit, mai există un generator de curent constant care injectează continuu curent astfel încît tensiunea de zero la ieșirea rețelei de reacție să fie egală cu pragul u_{r0} necesar comparatorului.

Utilizînd soluțiile expuse s-a reușit ca folosind elementele curente, fără a necesita o triere riguroasă, să se reducă eroarea medie pătratică instrumentală totală la valoarea impusă de $\sigma_i = 0{,}46\%$ în gama de temperaturi 5 — 35°C.

Atît elementele analogice, comparatorul și rețeaua de reacție, cît și cele numerice din blocul de comandă se pretează la perfecționări în sensul reducerii erorii totale și măririi vitezei de convertire, aparatul realizat avînd ca scop să răspundă performanțelor impuse utilizînd o schemă cît mai simplă și sigură în funcționare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ghitis, E. I. *Preobrozovateli informații dlia electronih țifrovih vicislitelinih ustroistv.* Moscova, Gosenerghizdat, 1961.

[2] Suskind, A. *Notes on analog digital conversion techniques.*

[3] Klein, M., Morgan, H. și Aronson, M. *Țifrovaia tehnica dlia vicislenia : upravdenia.* Moscova, Mașghiz, 1960.

[4] Towles, W. *Transistored analog digital convector.* În : Electronics, aug. 1958.

[5] Krägeloh, W., Kroos, F. K. și Schmid, E. *Ein analog digital Umsetzer mit Transistoren.* În : Regelungstechnik **7**, nr. 3, martie 1959.

[6] * * * *Analog digital Umsetzer mit Transistoren.* În : Electronische Rundschau **20**, nr. 10, 1961.

[7] Blecher, F. *Circuite cu tranzistoare pentru sisteme analogice și digitale.* BSTY, 3 martie 1956.

Ing. H. HERȘCOVICI*

Regulatoare PID cu tranzistoare, pentru procese lente

Regulatoarele PID cu tranzistoare, destinate reglării proceselor lente, pun problema majoră a realizării constantelor de integrare și de derivare de ordinul zecilor de minute.

Pentru a avea o imagine asupra acestei probleme se consideră schema-bloc a unui amplificator operațional (fig. 1) în care s-au notat cu Z_1 și Z_2 impedanțele rețelei corectoare și cu r_i rezistența de intrare proprie a amplificatorului. Aplicînd legile lui Kirchhoff circuitului astfel format, se obține :

$$\frac{U_e}{U_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{r_i}\right)} . \qquad (1)$$

În cazurile obișnuite în care $r_i \to \infty$ (cazul circuitelor cu tuburi electronice) sau în care Z_2 și respectiv Z_1 au valori foarte mici (cazul circuitelor cu constante de timp foarte mici) se poate obține ca termenul al doilea de la numitorul relației (1) să fie neglijabil față de unitate, și atunci funcția de transfer a circuitului rezultă, cu bună precizie, ca raportul celor două impedanțe Z_2 și Z_1.

În cazul constantelor de timp mari (600 — 6 000 s) și al circuitelor cu tranzistoare (la care nu se pot realiza rezistențe mari de intrare), termenul al doilea al numitorului expresiei (1) devine foarte important.

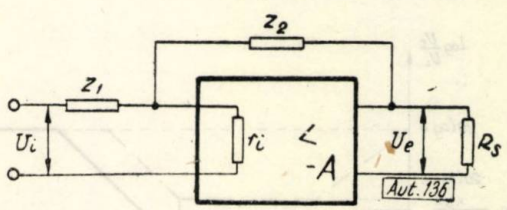


Fig. 1. Schema-bloc a unui amplificator operațional cu rezistență de intrare finită.

Reluînd relația (1) scrisă sub altă formă :

$$\frac{U_2}{U_i} = -\frac{1}{\frac{Z_1}{Z_2}\left(1 + \frac{1}{A}\right) + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{Z_1}{r_i}\right)} \cong \qquad (2)$$

$$\cong \frac{1}{\frac{Z_1}{Z_2} + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{Z_1}{r_i}\right)}$$

* Ing. *H. Herșcovici* este șeful Laboratorului de regulatoare automate al Institutului de cercetări electrotehnice.

şi considerînd

$$Z_1 = \frac{R_d}{1 + j\omega R_d C_d} = \frac{R_d}{1 + j\omega T_d}$$

$$Z_2 = R_i + \frac{1}{j\omega C_i} = \frac{1 + j\omega T_i}{j\omega C_i}$$

se obţine, în cazul unui amplificator operaţional PID în care se admite pentru simplificare că T_d T_i (situaţie de altfel uzuală) relaţia :

$$\frac{U_2}{U_i} = -\frac{1 + j\omega T_d + \frac{1}{j\omega T_i}}{1 + \frac{1}{A}\left(\frac{R_i}{r_i} + X_p\right) + j\left[\frac{X_p}{A}\omega T_d - \frac{1}{A}\left(\frac{R_i}{r_i} + X_p\right)\frac{1}{\omega T_i}\right]} \quad (3)$$

unde $X_p = \frac{R_i}{R_d}$.

Construcţia caracteristicii logaritmice amplitudine-frecvenţă a relaţiei (3) duce la constatarea că existenţa unei rezistenţe finite la intrarea amplificatorului provoacă o micşorare pronunţată a amplificării pe toată banda utilă de frecvenţă (fig. 2) , micşorare cu atît mai mare cu cît r_i este mai mic.

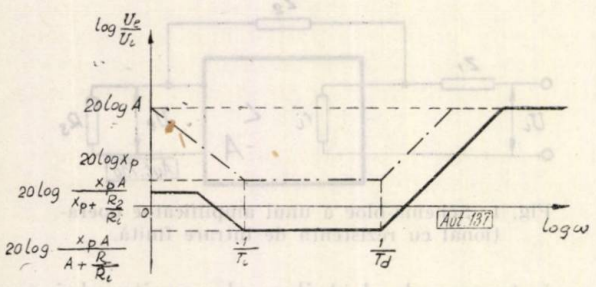


Fig. 2. Caracteristica logaritmică amplitudine-frecvenţă pentru cazul $R_i = \infty$ (punctat) şi pentru cazul R_i finit (linia plină).

Caracteristica pentru $r_i < \infty$ va tinde către caracteristica ideală, pe măsură ce valoarea palierului cel mai coborît va tinde către X_p :

$$\frac{X_p A}{A + \frac{R_i}{r_i}} = K X_p$$

unde $K \leqslant 1$.

În tabela 1 se indică valorile lui r_i pentru diferiţi K şi se exemplifică pentru $R_i = 2.10^8\,\Omega$ şi $A = 100$, respectiv 1 000.

Se observă că pentru a obţine o situaţie practic echivalentă celei ideale, este suficient

Tabela 1

K		0,1	0,5	0,9	0,99	1
r_i	$x\ \frac{R_i}{A}$	$\frac{1}{9}$	1	9	99	∞
r_i pentru $R_i = 2\cdot10^8\Omega$	$A = 100$	$2{,}2\cdot10^5$	$2\cdot10^6$	$18\cdot10^6$	$1{,}98\cdot10^8$	∞
	$A = 1\,000$	$2{,}2\cdot10^4$	$2\cdot10^5$	$18\cdot10^5$	$19{,}8\cdot10^6$	∞

ca la un coeficient de amplificare de 100, rezistenţa internă a amplificatorului să fie de aproximativ 200 MΩ.

La o valoare $C_2 = 10$ μF rezistenţa $R_i = 2.10^8\,\Omega$ duce la o constantă de integrare de aproximativ 33 min. În cazul unui $T_i = 100$ min valoarea r_i ar trebui să crească la aproximativ 600 MΩ.

Amplificatoarele electronice cu rezistenţa de intrare de acest ordin de mărime, care au dat cele mai bune rezultate în practica regulatoarelor automate, sînt amplificatoarele cu modulare statică a semnalului de intrare.

1. Modulatoare cu diode

Schema-bloc a unui amplificator cu modularea semnalului de intrare este arătată în figura 3. În figura 4 este arătată schema modulatorului şi a amplificatorului operaţional folosit de firma Bailey Meter [1].

Modulatorul se echilibrează pentru tensiunea de excitaţie de 60 Hz cu ajutorul rezistenţelor

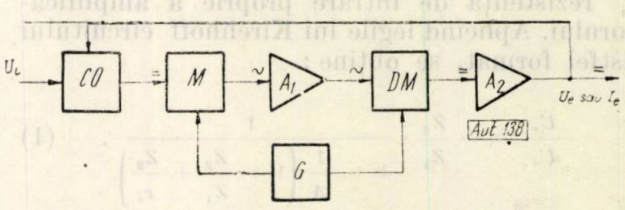
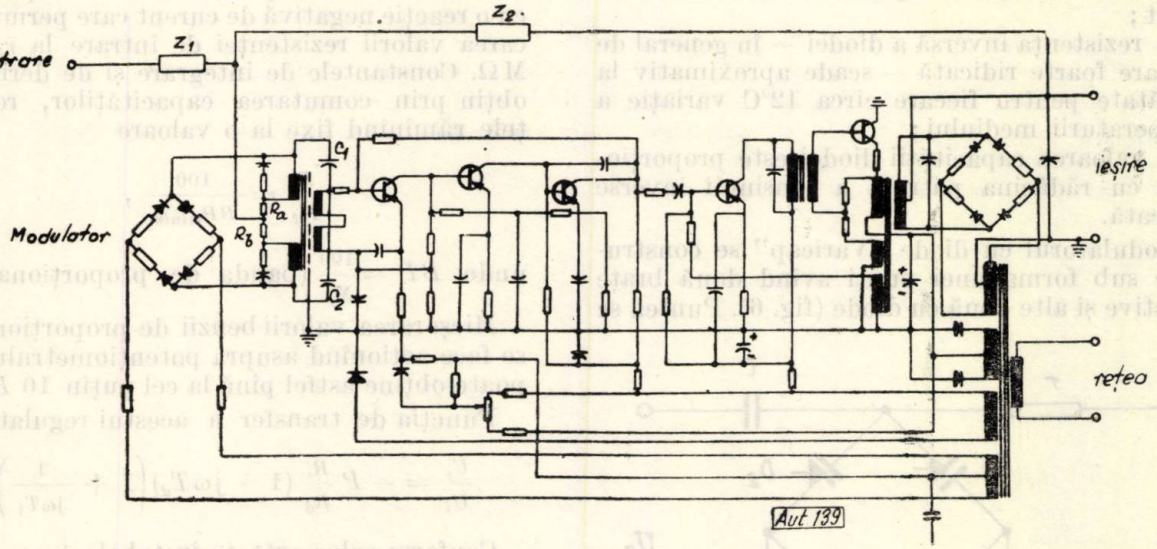


Fig. 3. Schema-bloc a unui regulator cu modulare :
CO – reţeaua corectoare; *M* – modulator; A_1 – amplificator de tensiune alternativă; *DM* – demodulator; A_2 – amplificator de tensiune continuă; *G* – generator de tensiune alternativă.

din puntea de diode. Semnalul modulat nu apare în circuitul de intrare a regulatorului, datorită unei a doua punţi formată din rezistenţele R_a, R_b şi din condensatoarele C_1, C_2. Modulatorul foloseşte diode cu siliciu cu rezistenţă inversă foarte mare.

Coeficientul de amplificare realizat pe întreaga schemă, în buclă deschisă, este de aproximativ 600.



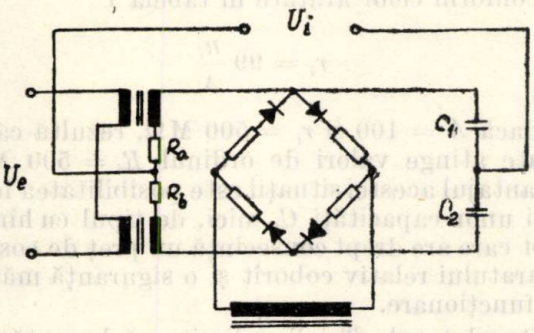


Fig. 4. Schema de principiu a regulatorului Bailey.

Regulatorul foloseşte pentru reţeaua de corecţie (fig. 5), scheme de tipul celei din figura 1, cu deosebirea că banda de proporţionalitate se

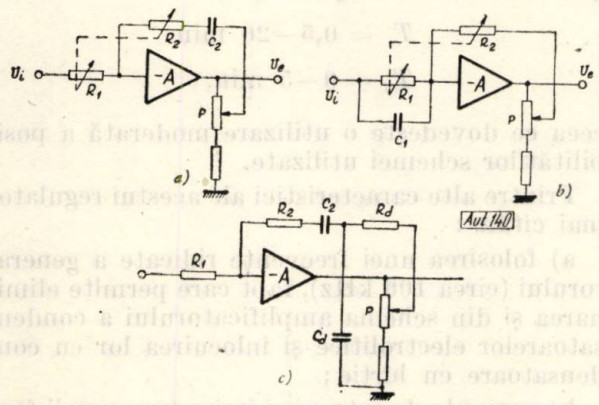


Fig. 5. Reţeaua de corecţie a regulatorului Bailey: *a* – PI; *b* – PD; *c* – PID.

stabileşte din potenţiometrul de la ieşire, raportul rezistenţelor $\frac{R_2}{R_1}$ fiind menţinut permanent constant cu ajutorul unui comutator special.

Neajunsul schemei acestui regulator este rezistenţa de intrare relativ mică a modulatorului. Literatura [2] indică pentru tipul de modulator produs de firma Bailey rezistenţa de intrare de 60 MΩ. Din tabela 1 rezultă că în acest caz se poate lua

$$R_2 = 99 \frac{r_i}{A} \cong 10 \text{ M}\Omega.$$

Pentru a folosi valori de capacităţi uzuale, regulatorul Bailey se limitează la timpi de integrare şi de derivare relativ mici:

$$T_i = 0{,}02 - 10 \text{ min};$$

$$T_d = 0{,}04 - 10 \text{ min};$$

$$BP = 5 - 200\,\%.$$

Semnalele de intrare şi ieşire ale acestui regulator sînt de un tip mai puţin obişnuit la regulatoarele pentru procese tehnologice. Aceste semnale sînt tensiuni simetrice faţă de zero, de valoare ±25 V. Rezistenţa de sarcină admisă este de 5 000 Ω.

Pe acelaşi tip de modulator se înscriu şi regulatoarele fabricate de firmele Elliott-Automation (licenţa Devar) şi Kent. Asupra acestor regulatoare se va reveni.

Modulatoarele cu diode „Varicap"

Diodele „Varicap" [2] sînt diode cu siliciu cu joncţiune polarizate invers. Bariera de potenţial ce se creează la nivelul joncţiunii, fiind foarte ridicată, formează o zonă lipsită atît de electroni, cît şi de goluri — lipsită deci de sarcini electrice mobile — care zonă poate fi considerată ca dielectricul unei capacităţi. Grosimea zonei lipsită de sarcini fiind foarte mică, valoarea capacităţii formate este relativ mare (7—100 pF la o polarizare de 4 V). Cele mai importante carac-

teristici ale diodelor „Varicap" sînt următoarele :

a) variaţia capacităţii este practic independentă de variaţia temperaturii mediului ambiant ;

b) rezistenţa inversă a diodei — în general de valoare foarte ridicată — scade aproximativ la jumătate pentru fiecare circa 12°C variaţie a temperaturii mediului ;

c) valoarea capacităţii diodei este proporţională cu rădăcina pătrată a tensiunii inverse aplicată.

Modulatorul cu diode „Varicap" se construieşte sub forma unei punţi avînd două braţe rezistive şi alte două cu diode (fig. 6). Puntea se

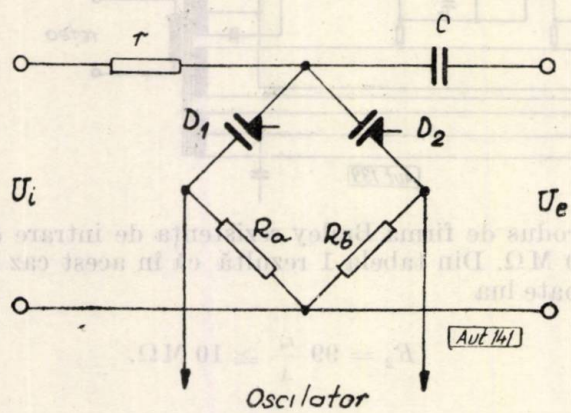


Fig. 6. Schema modulatorului cu diode „Varicap".

echilibrează, pentru tensiunea alternativă, din rezistenţele R_a şi R_b. Tensiuea de intrare U_i modifică valoarea capacităţilor D_1 şi D_2, dezechilibrînd puntea.

Din punctul de vedere al tensiunii continue aplicate la intrare, modulatorul se prezintă ca un circuit de foarte mare rezistenţă de intrare. Această rezistenţă este datorită rezistenţelor inverse ale celor două diode D_1 şi D_2 în paralel. Pentru modulatorul realizat de firma Siemens în regulatorul „KE" rezistenţa de intrare are valoarea $r_i = 200$ MΩ la 50°C temperatură a mediului ambiant.

Schema-bloc utilizată în regulatoarele cu modularea semnalului de intrare cu diode „Varicap" este identică cu cea din figura 3.

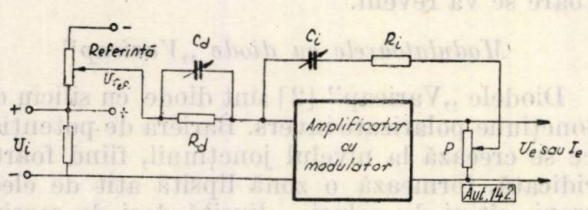


Fig. 7. Schema [illegible] regulatorului „Tric".

Un regulator de acest tip (fig. 7) prevăzut cu un circuit operaţional asemănător celui din figura 1, este fabricat de firma Schoppe & Faeser (regulatorul „Tric"). Amplificatorul este prevăzut cu modulator, demodulator, amplificator de tensiune alternativă şi amplificator de tensiune continuă. În plus, schema este prevăzută cu o reacţie negativă de curent care permite ridicarea valorii rezistenţei de intrare la $r_i \cong 500$ MΩ. Constantele de integrare şi de derivare se obţin prin comutarea capacităţilor, rezistenţele rămînînd fixe la o valoare

$$\frac{R_i}{R_d} = \frac{100}{BP_{minim}}, \qquad (4)$$

unde $BP = \frac{100}{X_p}$ (banda de proporţionalitate).

Micşorarea valorii benzii de proporţionalitate se face acţionînd asupra potenţiometrului P. Se poate obţine astfel pînă la cel puţin 10 BP_{minim}.

Funcţia de transfer a acestui regulator este

$$\frac{U_e}{U_i} = -P\frac{R_i}{R_d}(1 + j\omega T_d)\left(1 + \frac{1}{j\omega T_i}\right). \qquad (5)$$

Conform celor arătate în tabela 1

$$r_i = 99\frac{R_i}{A}$$

şi dacă $A = 100$ şi $r_i = 500$ MΩ, rezultă că R_i poate atinge valori de ordinul $R_i = 500$ MΩ. Avantajul acestei situaţii este posibilitatea folosirii unor capacităţi C_i mici, de tipul cu hîrtie, fapt care are drept consecinţă un preţ de cost al aparatului relativ coborît şi o siguranţă mărită în funcţionare.

Regulatorul „Tric" se limitează la următorii parametri :

$$BP = 5-200\%$$

$$\left(\text{de unde rezultă } \frac{R_i}{R_d} = 20\right);$$

$$T_i = 0{,}5-20 \text{ min}$$

$$T_d = 0-5 \text{ min},$$

ceea ce dovedeşte o utilizare moderată a posibilităţilor schemei utilizate.

Printre alte caracteristici ale acestui regulator mai citäm :

a) folosirea unei frecvenţe ridicate a generatorului (circa 100 kHz), fapt care permite eliminarea şi din schema amplificatorului a condensatoarelor electrolitice şi înlocuirea lor cu condensatoare cu hîrtie ;

b) semnale de intrare şi ieşire tip „zero" fără vreo complicaţie specială a schemei (0—20 mA) ;

c) rezistenţă de sarcină fixă 500 Ω.

O schemă asemănătoare este folosită şi de firma Siemens în regulatorul KE [3]. Deosebirile esenţiale sînt următoarele :

— amplificatorul nu este prevăzut cu reacţie negativă de curent, astfel că rezistenţa sa de

intrare nu depăşeşte valoarea rezistenţei de intrare a modulatorului (200 MΩ la 50°C) [2];

— reacţia operaţională se face cu un tip de circuit care necesită piese cu caracteristici speciale şi care, în acelaşi timp, nu asigură o bună interdependenţă între elementele care determină parametrii PID ai regulatorului.

Schema-bloc a regulatorului KE, inclusiv circuitul operaţional, este arătată în figura 8.

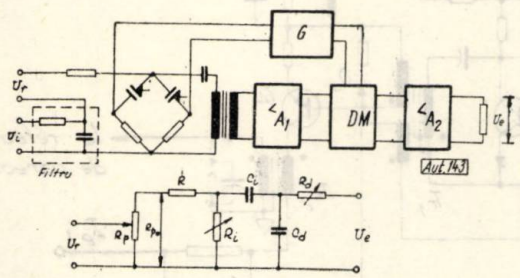


Fig. 8. Schema-bloc a regulatorului KE.

Funcţia de transfer a acestui circuit poate fi aproximată pentru cazul frecvenţelor joase cu :

$$\frac{U_r}{U_e} = K_p \frac{R_i}{R_i + \dfrac{1}{j\omega C_i}} = K_p \frac{j\omega T_i}{1 + j\omega T_i} \qquad (6)$$

şi pentru cazul frecvenţelor înalte, cu :

$$\frac{U_r}{U_e} = K_p \frac{\dfrac{1}{j\omega C_d}}{R_d + \dfrac{1}{j\omega C_d}} U_e = K_p \frac{1}{1 + j\omega T_d} U_e$$

notînd :

$$K_p = \frac{R_p}{R_{p_0} + R}$$

şi impunînd ca :

$$R_{p_0} + R \gg R_i \text{ şi } \frac{1}{j\omega C_d} \qquad (7)$$

$$r_i \gg R_p. \qquad (8)$$

Pentru funcţionarea amplificatorului se poate scrie

$$(U_i - U_r) A = - U_e \qquad (9)$$

care, în cazul frecvenţelor joase, duce la

$$\frac{U_e}{U_i} = - \frac{1}{K_p} \left(1 + \frac{1}{j\omega T_i}\right), \qquad (10)$$

iar în cazul frecvenţelor înalte, la

$$\frac{U_e}{U_i} = - \frac{1}{K_p} (1 + j\omega T_d), \qquad (11)$$

cu condiţia unui coeficient de amplificare A suficient de mare.

Această condiţie impune folosirea în amplificator ($A_1 + A_2$) a unui număr de şase tranzistoare.

Condiţiile (7) şi (8) impun de asemenea anumite restricţii schemei, şi anume necesitatea ca R_i să fie relativ mic. Consecinţa este folosirea unor capacităţi de ordinul sutelor de μF, ceea ce duce inevitabil la folosirea unor condensatoare electrolitice speciale, cu tantal (a căror constantă de timp proprie atinge circa 4 000 min) şi deci la un preţ de cost al regulatorului relativ ridicat, şi de asemenea, la o limitare a performanţelor regulatorului.

Regulatorul KE asigură un timp de integrare maxim de 20 min. Folosind $C_i = 100$ μF rezultă $R_i = 12$ MΩ. La banda de proporţionalitate de 100% (deci $K_p = 1$ şi $R_{p_0} \gg R$), condiţiile (7) şi (8) devin astfel :

$R_{p_0} \gg 12$ MΩ de exemplu $R_{p_0} = 60$ MΩ

$r_i \gg 60$ MΩ de exemplu $r_i = 300$ MΩ

nefiind, după cum se vede, satisfăcute suficient, ceea ce are drept consecinţă o oarecare interdependenţă a parametrilor regulatorului.

Alte caracteristici ale regulatorului KE sînt :

— timp de integrare $T_i = 0{,}16 - 20$ min ;
— timp de derivare $T_d = 0 - 4$ min ;
— banda de proporţionalitate $BP = 0 - 200\%$;
— semnal de intrare şi de ieşire 0 — 50 mA c.c. ;
— rezistenţă de sarcină fixă 200 Ω.

2. Eliminarea oscilatorului local

Tendinţa de simplificare a echipamentului regulatoarelor automate a determinat pe unii producători să elimine oscilatorul local G din schema aparatului. Oscilaţiile necesare funcţionării modulatorului sînt generate de însuşi amplificatorul de tensiune alternativă prin introducerea unei reacţii pozitive de tensiune.

Astfel de regulatoare produc firmele Foxboro şi Honneywell.

În figura 9 este arătată schema electrică simplificată a amplificatorului folosit în regulatorul Honneywell E—T—O—S [4]. Reacţia pozitivă se ia din secundarul transformatorului T_1. Gradul de reacţie este determinat de dezechilibrul punţii, provocat de tensiunea continuă de intrare. În felul acesta, se obţine o sensibilitate apreciabilă a amplificatorului de tensiune alternativă. Tensiunea de ieşire obţinută de la al doilea secundar al transformatorului T_1 se aplică detectorului D_d şi apoi la intrarea amplificatorului de ieşire (T_4). Această tensiune nu se filtrează. Curentul pulsatoriu obţinut în primarul transformatorului T_2 va induce o tensiune alternativă în secundar, care, redresată şi filtrată,

va reprezenta tensiunea de ieşire a amplificatorului în ceea ce priveşte reţeaua corectoare. Acelaşi curent filtrat este utilizat drept curent de ieşire al regulatorului. Sarcina fiind cuplată în circuitul de colector al tranzistorului T_4, rezistenţa de sarcină va putea varia în anumite limite

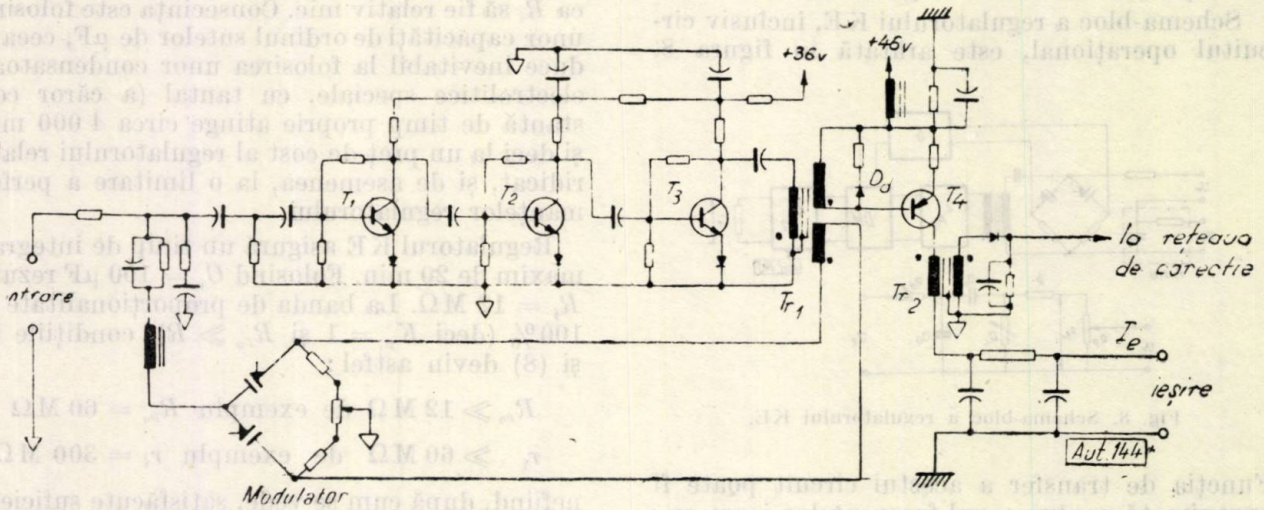


Fig. 9. Amplificatorul regulatorului E-T-O-S.

(maximum 1 150 Ω), ceea ce reprezintă un avantaj important faţă de celelalte regulatoare descrise.

Semnalele de intrare şi ieşire ale acestui regulator sînt menţinute de tipul „nezero" : 4—20 mA cc.

Reţeaua de corecţie a regulatorului $E-T-O-S$ diferă substanţial de reţelele descrise pînă acum (fig. 10). Operaţia de derivare are loc

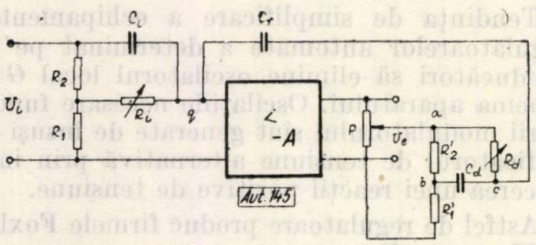


Fig. 10. Schema-bloc a regulatorului E-T-O-S.

în circuitul de ieşire al amplificatorului. Tensiunea de ieşire proporţională cu semnalul de intrare şi cu derivata sa este aplicată unui circuit corector de tipul celui din figura 1 care realizează operaţia de integrare. În ceea ce priveşte acest circuit se remarcă, pe de o parte, faptul că banda de proporţionalitate se obţine printr-un raport de capacităţi (C_i/C_r) şi nu de rezistenţe şi, pe de altă parte, că reţeaua corectoare se aplică la intrarea amplificatorului printr-un divizor de tensiune (R_1, R_2), datorită căruia cu aceleaşi valori R_i şi C_i se obţine un timp de integrare $T_i \gg R_i C_i$.

Într-adevăr, dacă aplicăm legile lui Kirchhoff în punctul q, se obţine după efectuarea calculelor că :

$$\frac{U_e}{U_i} = -\frac{C_i}{C_r}\left(1 + \frac{1}{j\omega R_i C_i K}\right), \quad (12)$$

unde

$$K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (13)$$

În cazul concret al valorilor folosite în schemă $K \cong 6$, deci rezultă un avantaj substanţial în construcţia circuitului de integrare.

Transfigurînd triunghiul format de rezistenţele R_1 R_2 R_i din figura 10 într-o stea şi aplicînd relaţia (2), se obţine rezultatul :

$$\frac{U_e}{U_i} = -X_p \frac{1 + j\omega T_i}{\frac{A + X_p}{A}\frac{(R_b + r_i) X_p}{r_i'(A + X_p)} + j\omega T_i}, \quad (14)$$

unde $X_p = \dfrac{C_i}{C_r}$

$$T_i = R_b C_i$$

$$r_i' = \frac{r_i R_c}{r_i + R_c}$$

$$R_b = K R_i$$

şi care, prezentat grafic, are aspectul din figura 11. Se constată că rezistenţa internă a amplificatorului are influenţă numai asupra amplificării la frecvenţele foarte joase $\omega < \dfrac{1}{T_i}$, limitarea făcîndu-se la pulsaţia :

$$\omega = \frac{1}{T_i} \cdot \frac{1 + \frac{R_b}{r_i'}}{A} X_p \quad (15)$$

Firma Honneywell produce regulatorul $E-T-O-S$ cu timp de integrare pînă la 6 000 s

(100 min). Acest T_i mare, aproape neobişnuit chiar la regulatoarele cu tuburi electronice, se obţine cu modulator „Varicap" obişnuit, fără reacţie negativă de curent pentru mărirea impe-

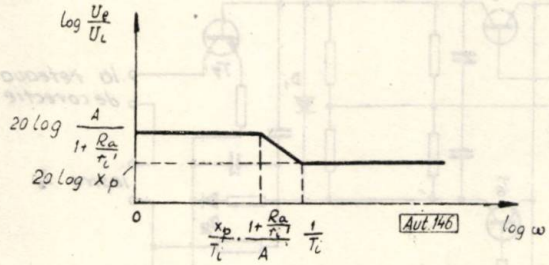


Fig. 11. Caracteristica logaritmică atenuare-frecvenţă a amplificatorului din figura 10.

danţei de intrare, cu un amplificator dotat cu patru tranzistoare şi cu un circuit de corecţie, în care R_i nu depăşeşte 100 MΩ, iar C_i are valoarea de numai 10 μF.

Reţeaua corectoare pentru derivare s-a realizat impunînd ca :

$$R_1' + R_2' \gg P \quad R_1' \ll R_2' \text{ şi } C_d \gg C_r.$$

Transfigurînd triunghiul *abc* într-o stea (fig. 10) se obţine un divizor de tensiune al cărui calcul duce la :

$$U_c \cong U_e \frac{1 + j\omega \frac{T_d}{a}}{1 + j\omega T_d} \cdot P, \qquad (16)$$

unde

$$a = \frac{R_d R_2'}{R_1'(R_2' + R_d)}. \qquad (17)$$

Pentru reţeaua corectoare de integrare tensiunea U_c reprezintă tensiunea de intrare, deci, pentru întregul amplificator se poate scrie :

$$U_e = - U_i \frac{C_i}{C_r}\left(1 + \frac{1}{j\omega R_i C_i K}\right) = U_e \frac{1 + j\omega \frac{T_d}{a}}{1 + j\omega T_d} P,$$

adică :

$$\frac{U_e}{U_i} = - \frac{C_i}{C_r} \frac{1}{P}\left(1 + \frac{1}{j\omega R_i C_i K}\right) \frac{1 + j\omega T_d}{1 + j\omega \frac{T_d}{a}}. \qquad (18)$$

Termenul $1 + j\omega \frac{T_d}{a}$ limitează amplificarea regulatorului la frecvenţe înalte, asigurîndu-i o mai bună stabilitate la autooscilaţii parazite. Acest termen apare la calculul exact al tuturor regulatoarelor descrise.

În cazul regulatorului $E-T-O-S$ coeficientul a are valoarea 5—10, funcţie de valoarea T_d cu care se lucrează. Regulatorul este construit pentru T_d variind între 0 şi 20 min şi pentru o bandă de proporţionalitate reglabilă, între 1 şi 1 000% pe două game.

Un alt regulator, din care a fost eliminat oscilatorul local, este regulatorul produs de firma Foxboro [2], [5]. Cu această deosebire, schema-bloc a regulatorului este de acelaşi tip cu schema regulatorului KE-Siemens şi realizează :

$$BP = 2-500\% ;$$
$$T_i = 0{,}01-25 \text{ min} ;$$
$$T_d = 0{,}01-25 \text{ min}.$$

Semnalele de intrare şi ieşire sînt de tip „nezero" 10—50 mA c.c.

3. Folosirea modulatoarelor magnetice

Condiţiile impuse reţelei de corecţie din figura 8 pot fi împinse mai departe decît în mod obişnuit, mărind şi mai mult capacitatea C_i şi în acelaşi timp micşorînd valoarea rezistenţei R_i. În felul acesta poate fi coborîtă şi valoarea rezistenţelor R şi R_p. Datorită acestui fapt la ieşirea circuitului se poate obţine un curent cu care poate fi comandat un modulator magnetic foarte sensibil.

O astfel de schemă este realizată de firma Hokushn în regulatorul ELC-102 (fig. 12).

Modulatorul magnetic este alimentat cu o tensiune de frecvenţă de 500 Hz de la un generator local special, datorită căruia fapt este independent de frecvenţa reţelei şi nu este afectat de distorsiunile de undă ale sursei de putere [6].

Schema de principiu a amplificatorului folosit în regulatorul ELC-102 este arătat în figura 13. Se constată că primul etaj amplificator este

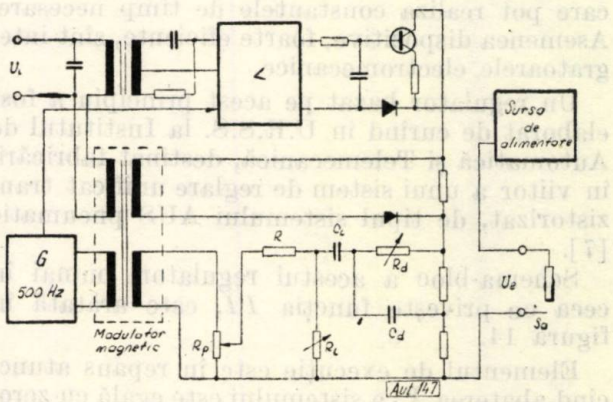


Fig. 12. Schema-bloc a regulatorului ELC-102.

realizat cu transformatoare acordate : T_{r1} este acordat pe 1 500 Hz (armonica a 3-a), iar Tr_2 este acordat pe 1 000 Hz (armonica a 2-a), astfel că întregul amplificator va avea o sensibilitate

mare numai pentru armonica a 2-a. Acest lucru este determinat de cerinţele de funcţionare ale modulatorului magnetic.

la traductorul de poziţie, cît şi la integrator se foloseşte acelaşi element de variaţie a semnalului, şi anume traductorul inductiv. Gama

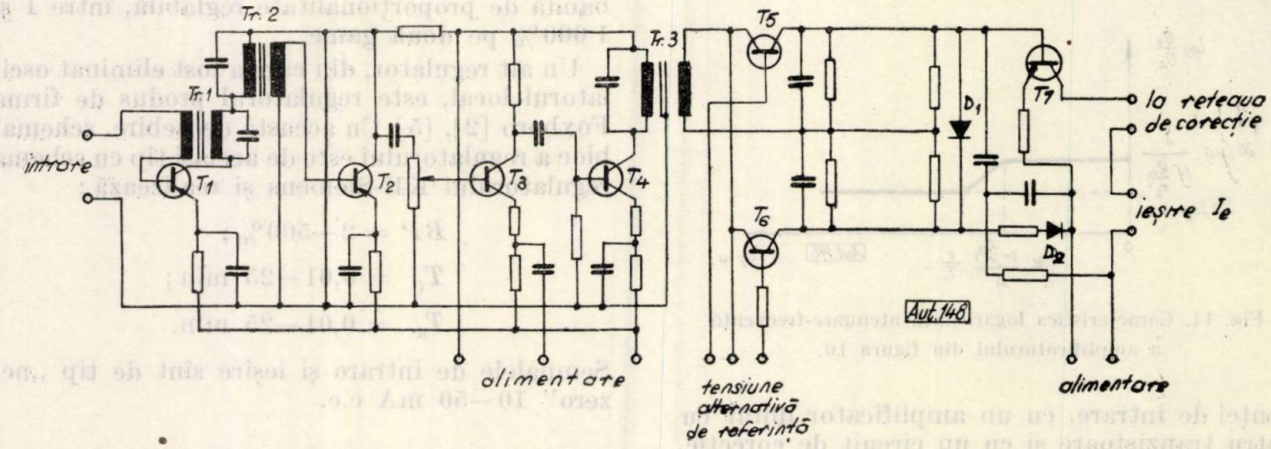


Fig. 13. Schema de principiu a amplificatorului din regulatorul ELC-102.

Regulatorul ELC-102 realizează :

$BP = 0{,}5\,;\ 2-200\,\%\,;$

$T_i = 0{,}16-30$ min ;

$T_d = 0{,}025\,;\ 0{,}125-10$ min.

Semnalele de intrare şi ieşire sînt 2—10 mA c.c. pe o rezistenţă de sarcină variabilă între 0 şi 3 kΩ.

Schema regulatorului comportă în total 12 tranzistoare.

4. Scheme cu integratoare electromecanice

Problema realizării constantelor de timp mari în regulatoarele electronice a fost soluţionată şi cu scheme mixte în care amplificatorul cu tranzistoare este asociat cu diverse dispozitive care pot realiza constantele de timp necesare. Asemenea dispozitive, foarte eficiente, sînt integratoarele electromecanice.

Un regulator bazat pe acest principiu a fost elaborat de curînd în U.R.S.S. la Institutul de Automatică şi Telemecanică, destinat fabricării în viitor a unui sistem de reglare unificat tranzistorizat, de tipul sistemului AUS pneumatic [7].

Schema-bloc a acestui regulator, numai în ceea ce priveşte funcţia *PI*, este arătată în figura 14.

Elementul de execuţie este în repaus atunci cînd abaterea X_d a sistemului este egală cu zero, şi atunci cînd semnalul traductorului de poziţie este egal cu semnalul de la ieşirea integratorului. Acest lucru este necesar pentru a preveni acţionarea elementului de execuţie cînd $X_d = 0$, deoarece în această situaţie, în mod obişnuit, ieşirea integratorului este diferită de zero. Atît totală de variaţie a semnalului traductoarelor inductive se reglează corespunzător variaţiei total posibilă a elementului de execuţie.

Semnalul proporţional cu viteza de răspuns a elementului de execuţie îndeplineşte rolul unei reacţii negative de stabilizare. La pornire, acest semnal este zero, deci elementul de execuţie primeşte un semnal puternic. În timpul funcţionării acest semnal se scade din suma semnalelor de la intrarea amplificatorului proporţional.

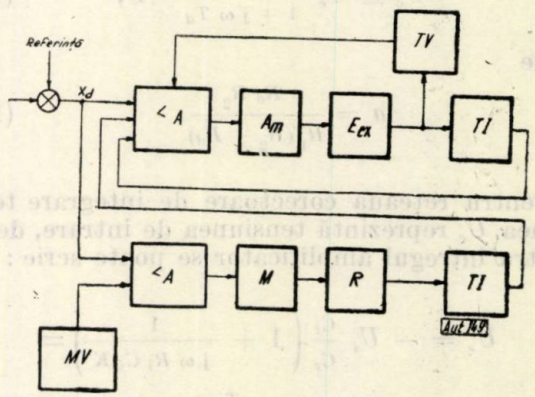


Fig. 14. Schema-bloc a integratorului electronomecanic : A – amplificatoare cu tranzistoare ; A_m – amplificator magnetic de ieşire ; E_{ex} – elementul de execuţie al instalaţiei ; T_i – traductoare inductive de poziţie ; TV – traductor de viteză ; MV – multivibrator cu frecvenţă reglabilă ; R – reductor de viteză ; M – micromotor.

Dacă notăm cu ω_m viteza motorului de execuţie, cu A amplificarea totală a amplificatorului cu tranzistoare şi a amplificatorului magnetic şi cu K_1 constanta de proporţionalitate a traductorului de viteză, se poate scrie

$$\omega_m = K\,(X_d - K_1\omega_m)\,A_i\,,$$

$$\omega_m = \frac{KA_i}{1 + K_1 K A_i}\,X_d\,.$$

Cum A_t este mare, se poate scrie :

$$\omega_m \cong \frac{1}{K_1} X_d, \qquad (19)$$

adică viteza motorului de execuţie este proporţională cu abaterea sistemului de reglare, factorul de proporţionalitate fiind dat de caracteristica traductorului de viteză. De fapt, tensiunea de ieşire a acestuia este introdusă în amplificator printr-un reglaj cu potenţiometru.

În ceea ce priveşte amplificatorul integrator, viteza ω a motorului de integrare este proporţională cu X_d, şi prin modificarea constantelor reductorului de viteză se poate modifica constanta de integrare. În plus, schema este prevăzută şi cu o modulare a amplificatorului integrator printr-un multivibrator. Într-o semialternanţă amplificatorul lucrează, şi motorul primeşte un impuls de curent ; în cealaltă, amplificatorul este blocat şi nu furnizează nici un curent în motor. Motorul va primi deci un tren de impulsuri. Timpul de pauză între impulsuri se poate varia acţionînd o polarizare în multivibrator. Durata pulsurilor se menţine constantă. Amplitudinea pulsurilor este funcţie de mărimea abaterii X_d. Valoarea medie a curentului în înfăşurarea motorului va depinde deci, în afară de X_d, şi de frecvenţa pulsurilor, deci constanta de integrare va putea fi variată şi cu ajutorul multivibratorului.

Cu schema descrisă s-a obţinut timpul de integrare maxim de 40 min.

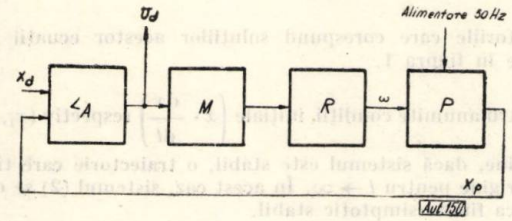


Fig. 15. Schema-bloc a derivatorului electronomecanic : P – punte de rezistenţe comandată de micromotor.

Pentru obţinerea efectului de derivare se foloseşte un dispozitiv, de asemenea electromecanic, ca în figura 15.

$$U_d = A\,(X_d - X_p)$$

$$\omega = \frac{1}{K_1}\frac{dX_p}{dt} = K_2 U_d$$

$$\frac{du_d}{dt} = A\left(\frac{dX_d}{dt} - \frac{dX_p}{dt}\right) = A\left(\frac{dX_d}{dt} - K_1 K_2 U_d\right)$$

dacă A este suficient de mare

$$U_d \cong \frac{1}{K_1 K_2}\frac{dX_d}{dt}, \qquad (20)$$

adică tensiunea de la ieşirea amplificatorului este proporţională cu derivata abaterii sistemului reglat. Această tensiune U_d se introduce la intrarea amplificatorului proporţional.

În toate cele trei unităţi ale regulatorului se folosesc amplificatoare de tensiune alternativă. Cele trei amplificatoare au aceeaşi schemă, cu mici modificări specifice. Stabilitatea punctelor de funcţionare a tranzistoarelor se realizează prin reacţii negative locale.

5. Concluzii

Utilizarea elementelor semiconductoare în regulatoarele PID pentru procese lente a făcut în ultimii ani progrese foarte serioase. Multe firme de specialitate şi-au trecut produsele anterioare, realizate cu tuburi sau amplificatoare magnetice, pe scheme cu amplificatoare cu tranzistoare.

Se observă o tendinţă foarte pronunţată în ceea ce priveşte utilizarea modulatoarelor cu diode „Varicap". La aceasta se constată în plus tendinţa de lucru la frecvenţe cît mai ridicate pentru a putea fi evitate din scheme condensatoarele electrolitice de tot felul, care reprezintă ultimele elemente mai puţin sigure din aceste regulatoare.

Soluţiile mixte tuburi electronice-tranzistoare sau vibratoare mecanice-tranzistoare sînt abandonate din ce în ce mai mult, fapt pentru care nu au fost tratate în lucrarea de faţă.

În încheiere, se menţionează, dintre tendinţele constructive în domeniul regulatoarelor PID cu tranzistoare, apariţia unor produse care înglobează în aceeaşi construcţie mecanică atît regulatorul, cît şi amplificatorul convertor sau adaptor al traductorului [8]. Pe această linie se înscriu regulatoarele fabricate de firmele Elliott-Automation (licenţă Devar) şi Kent (fig. 16).

Eliminarea blocurilor adaptoare ca unităţi constructive distincte s-a făcut ca o consecinţă a modificării soluţiilor principiale ale traductoarelor de deplasare, prin înlocuirea transformatoarelor diferenţiale cu traductoare tensometrice. În felul acesta semnalele majorităţii traductoa-

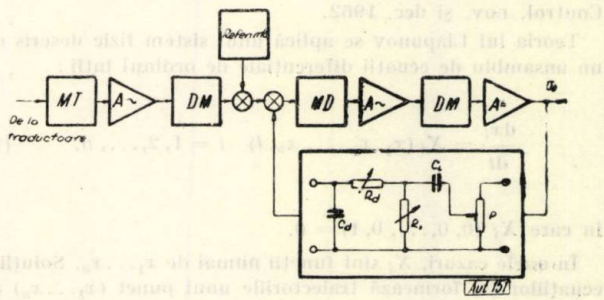


Fig. 16. Schema-bloc a regulatorului Devar : MT – modulator cu tranzistoare ; MD – modulator cu diode ; $A\sim$ – amplificator de tensiune alternativă ; $A=$ – amplificator de curent continuu ; DM – demodulator.

relor devin semnale de curent continuu cu amplitudine de acelaşi ordin de mărime.

Trebuie remarcat însă că aceste produse nu folosesc modulatoare cu diode „Varicap" şi din

această cauză impedanța de intrare a amplificatoarelor operaționale este mai mică de 100 MΩ. Acest neajuns este compensat printr-o sporire a coeficientului de amplificare, fapt care face ca regulatorul Devar să conțină 15 tranzistoare, iar regulatorul Kent 22.

BIBLIOGRAFIE

[1] Koppel. H. H. *A solid-state electronic control system for industrial processes.* În: Electrical Engineering **80**, nr. 9, sept. 1961, p. 682–688.

[2] A.F.I.I.C. *L'année instrumentale: évolution des matériels de régulation automatique.* În Mesures et contrôle industriel **26**, nr. 287, april. 1961, p. 499–512.

[3] Fuchs. K. și Schlick, K. *Ein elektronischer Universalregler im Teleperm-System.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1961, p. 555–561.

[4] * * * *Prospectul regulatorului E-T-O-S-Honneywell.*

[5] * * * *Prospectul regulatorului — Foxboro.*

[6] * * * *Prospectul regulatorului ELC —102 Hokushin.*

[7] Serjers, V. S. și Cistova, E. S. *Blocuri cu elemente semiconductoare pentru regulatoare PI și PID.* În: Priborostroienie, nr. 11, 1961.

[8] A.F.I.I.C. *Apercus et impressions sur l'exposition Londres,* I.E.A. 1962. În: Mesures et contrôle industriel **27**, nr. 305, oct. 1962, p. 1259–1270.

ACTUALITĂȚI

Începînd cu acest număr se introduce rubrica „Actualități" în care se vor comenta pe scurt, pentru informarea cititorilor, aspecte noi și importante din domeniile acoperite de revista noastră, extrase din literatura mondială de specialitate.

Cititorii noștri sînt rugați a ne face propuneri și ob ervații în legătură cu această rubrică, pentru ca această inițiativă să-și atingă scopul.

Comitetul de redacție

METODELE LUI LIAPUNOV APLICATE ÎN TEORIA SISTEMELOR AUTOMATE

Pe măsură ce teoria sistemelor automate se extinde și în domeniul sistemelor neliniare, este necesar ca inginerii specialiști în automatică să cunoască teoria stabilității, a lui Liapunov. Această teorie constituie un important mijloc pentru a aborda și rezolva unele dintre dificultățile care apar în acest domeniu. Importanța teoriei lui Liapunov provine din faptul că permite să se afle informații asupra stabilității ecuațiilor diferențiale care descriu funcționarea unui sistem fizic, fără a fi nevoie să se obțină o soluție a lor. Această posibilitate este de folos mai ales atunci cînd aceste ecuații sînt neliniare.

Importanța actuală a metodelor lui Liapunov este subliniată de faptul că în desfășurarea Congresului al II-lea al IFAC (Federația internațională de automatică) s-au rezervat două ședințe care cuprind comunicări tratînd stabilitatea sistemelor care utilizează aceste metode. Literatura de specialitate cuprinde, în ultimul timp, numeroase expuneri ale aplicării, în teoria sistemelor automate, a metodelor Liapunov. Materialul de față este extras în special din articolele: „Liapunov's methods in automatic control theory" de P. C. Park. Control, nov. și dec. 1962.

Teoria lui Liapunov se aplică unui sistem fizic descris de un ansamblu de ecuații diferențiale de ordinul întîi:

$$\frac{dx_i}{dt} = X_i(x_1, x_2, \ldots, x_n, t) \quad i = 1, 2, \ldots, n, \qquad (1)$$

în care X_i $(0, 0, \ldots, 0, t) = 0$.

În unele cazuri, X_i sînt funcții numai de $x_1 \ldots x_n$. Soluțiile ecuațiilor (1) formează traiectoriile unui punct $(x_1 \ldots x_n)$ în spațiul cu n dimensiuni.

Cele mai multe dintre ecuațiile diferențiale obișnuite pot fi transformate în această formă prin introducerea de noi variabile. De exemplu, ecuația cunoscută de ordinul al doilea:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\zeta\,\omega_n \frac{dx}{dt} + \omega_n^2 x = 0,$$

se poate transforma în ecuațiile de tipul (1) prin introducerea a două noi variabile, și anume $x_1 = x$ și $x_2 = \frac{dx}{dt}$, devenind:

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2; \frac{dx_2}{dt} = -\omega_n^2 x_1 - 2\zeta\omega_n x_2. \qquad (2)$$

Traiectoriile care corespund soluțiilor acestor ecuații sînt arătate în figura 1.

Pentru anumite condiții inițiale $\left(x \cdot \frac{dx}{dt}\right)$ respectiv (x_1, x_2), se obține, dacă sistemul este stabil, o traiectorie care tinde spre origine pentru $t \to \infty$. În acest caz, sistemul (2) se definește ca fiind asimptotic stabil.

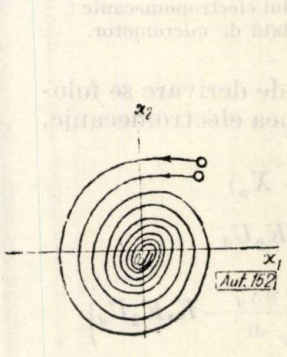


Fig. 1

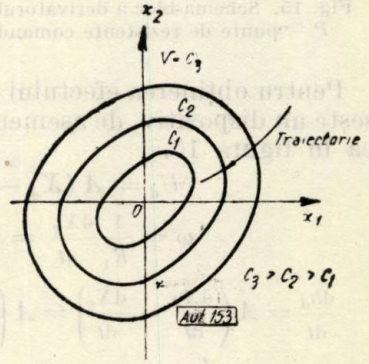


Fig. 2

Prima metodă a lui Liapunov este legată de liniarizarea unui sistem automat și se aplică în cazul cînd un asemenea sistem este descris de ecuații diferențiale de forma

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_{1}^{n} a_{ij}\, x_j + X_i^*(x_1, x_2, \ldots, x_n); \; i = 1, 2, \ldots, n, \qquad (3)$$

în care a_{ij} sînt constante şi X_i^* sînt funcţii algebrice de $x_1 \ldots x_n$ cu termeni de grad mai mare decît 2.

Liapunov a dovedit că dacă sistemul descris de ecuaţiile liniare — adică fără funcţiile X_i^* — este asimptotic stabil la origine, atunci şi sistemul complet descris de ecuaţiile (3) este stabil. Dacă sistemul liniarizat este instabil, atunci şi sistemul (3) este instabil.

A doua metodă a lui Liapunov, denumită şi metoda directă Liapunov, se bazează pe găsirea unei funcţii Liapunov V, în care caz se pot obţine informaţii importante asupra stabilităţii sistemului descris de ecuaţiile (1), fără a fi necesară rezolvarea lor, ceea ce este deosebit de important, mai ales dacă ecuaţiile (1) sînt neliniare. În cazul unui spaţiu cu două dimensiuni, funcţia $V(x_1, x_2)$ defineşte o serie de contururi închise în jurul originii (fig. 2) şi pe fiecare din contururi V are o valoare constantă pozitivă, această valoare crescînd pe măsură ce contururile se depărtează de origine. Dacă se studiază variaţia lui V de-a lungul unei traiectorii determinată de ecuaţiile (1) se obţine :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\partial V}{\partial x_1} X_1(x_1, x_2, t) + \frac{\partial V}{\partial x_2} X_2(x_1, x_2, t).$$

Dacă $\frac{dV}{dt}$ este continuu negativă atunci originea este asimptotic stabilă. Dacă $\frac{dV}{dt}$ este pozitivă, originea este instabilă.

Matematicienii şi inginerii sovietici au dovedit o deosebită ingeniozitate în găsirea unor asemenea funcţii V fără a se fi stabilit pînă acum o metodă generală în acest scop. În articolul menţionat sînt arătate numeroase cazuri de acest fel. Vom reproduce aici numai sistemul din figura 3, a cărui ecuaţie este :

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} = Kf\left[\theta_0 - \theta - \lambda \frac{d\theta}{dt}\right].$$

în care f este funcţia caracteristică a releului.

Din această ecuaţie, prin introducerea a două noi variabile $x_1 = \theta$, $x_2 = \frac{d\theta}{dt}$, presupunînd $\theta_0 = 0$ şi considerîndu-se funcţia Liapunov

$$V = \frac{1}{2} x_2^2 + \frac{K}{I} \int_0^e f(\sigma)\, d\sigma$$

şi în care $e = -x_1 - \lambda x_2$

$$\frac{dV}{dt} = -\lambda \frac{K^2}{I^2} f^2(-x_1 - \lambda x_2)$$

şi deci dacă $\lambda > 0$ sistemul va fi asimptotic stabil, pentru $\lambda < 0$ sistemul va fi instabil.

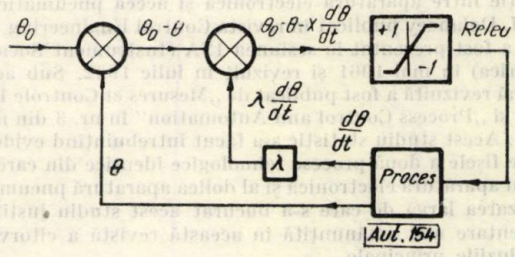


Fig. 3

Întrebuinţînd funcţiile V ale lui Liapunov s-au studiat numeroase sisteme neliniare de A. M. Letov, A. I. Lurie, M. I. Lipkin şi R. Thieberger etc. În ţara noastră s-au făcut cercetări originale în legătură cu metodele Liapunov de către M. V. Popov.

În ultimul timp studiul metodelor Liapunov a luat o mare dezvoltare, în afară de U.R.S.S., şi în S.U.A.

MĂSURĂRILE DE TEMPERATURĂ

Parametrul cel mai des întîlnit în procesele industriale este temperatura şi din această cauză studierea îmbunătăţirii performanţelor traductoarelor de temperatură cunoscute, precum şi aplicarea de noi metode în aceste măsurări, formează o continuă preocupare de cercetare şi fabricaţie. În articolele : Temperature measurment" de F. Liddiard şi I. H. Heath, publicate în revista Control în sept,, oct. şi nov. din 1962, se face o expunere a stadiului actual al acestei probleme.

În ce priveşte măsurarea temperaturii prin termorezistenţe, în afară de cupru pentru intervalul -200°C şi 400°C şi de platină pentru intervalul 0...800°C, nici un alt material nu s-a impus pe scară industrială. Trebuie totuşi menţionate încercările făcute cu tungsten pînă la 1 000°C, precum şi cu iridiu şi rheniu. Materiale semiconductoare au fost de asemenea întrebuinţate ca termorezistenţe, dar rezultatele nu au fost încurajatoare, datorită cunoaşterii incomplete a fizicii semiconductoarelor. Cu toate că sînt materiale cu care domeniul de măsurare prin termorezistenţe ar putea ajunge la 1 400°C, s-au ivit dificultăţi în dimensionarea elementului şi a conexiunilor. Tensiunile care apar în fire influenţează performanţele lui şi aceasta, legată şi de necesitatea miniaturizării elementului, creează dificultăţi în realizarea lui constructivă. Dacă precizia cerută nu depăşeşte ± 1 % din scară nu sînt necesare precauţii speciale ; pentru precizii mai mari trebuie luate în consideraţie efectele termoelectrice ale joncţiunilor, degajarea de căldură produsă de curentul care trece prin rezistenţă etc., ceea ce complică sensibil măsurarea temperaturii cu o precizie mare întrebuinţînd termorezistenţele.

În măsurarea temperaturii prin termocuple, platina şi aliajele sale formează materialul de bază pentru măsurările pînă la 1 800°C. În ultimii ani a apărut o necesitate crescîndă pentru măsurări de temperaturi mai ridicate, şi în tabloul care urmează sînt arătate două termocuple noi care au dat bune rezultate.

Termocuple	*Temperatura maximă* °C
$Pt - Pt \cdot Rh_{10}$	1 600
$PtRh_{20} - PtRh_{40}$	1 880

Cele mai multe din materialele noi întrebuinţate sînt chimic active la temperaturi mari şi din această cauză trebuie bine protejate.

Unul din principalele avantaje ale termocuplelor constă în posibilitatea măsurării temperaturii într-un punct. Pentru aceasta este necesar însă ca elementul să fie cît mai mic, şi în această direcţie sînt îndreptate actualmente eforturile de fabricaţie. În stadiul actual se pot obţine industrial termocuple cu o precizie de ± 2 % din scara de măsură. La temperaturi foarte înalte nu se poate obţine o precizie mai bună de ± 5 %. Reproductibilitatea măsurărilor, care nu pune acum probleme pentru termocuplele Pt-PtRh, constituie încă o condiţie nesatisfăcător soluţionată pentru alte materiale.

Se poate afirma deci că pentru măsurările de temperatură prin termocuple situaţia este satisfăcătoare pînă la aproximativ 1 200°C, făcîndu-se sforţări pentru a se obţine elemente cu volum mic. Dezavantajul termocuplelor faţă de termorezistenţe este precizia lor mai scăzută. Se aşteaptă însă ca fizica semiconductoarelor să aducă în viitorul apropiat modificări importante în ce priveşte precizia măsurării temperaturilor cu termocuple şi termorezistenţe.

Pirometria optică şi de radiaţie este o metodă pentru măsurarea temperaturii unui corp pe baza cantităţii şi caracteristicile energiei radiate de corp. Pirometrele optice necesitînd puneri continue la punct nu sînt întrebuinţate în instalaţiile automate. Pirometrele de radiaţie pot fi întrebuinţate în sistemele de reglare automată pentru un domeniu de temperatură de la 150 la 3 000°C. Constantele de timp variază după tipul detectorului, dar poate fi 0,1 secunde pentru un detector cu seleniu. Precizia obţinută în ultimul timp este de ±2% din scara de măsură. Pirometrul trebuie să aibă o temperatură scăzută şi deci uneori este necesară o răcire a instrumentului. Distanţa minimă de corpul a cărui temperatură se măsoară este de aproximativ 60 cm.

Pentru a măsura temperatura au fost studiate în ultimul timp metode noi. S-au întrebuinţat pentru aceasta : dependenţa vitezei sunetului de temperatură, relaţia dintre zgomotul dintr-un circuit electric şi temperatură, variaţia saturaţiei magnetice cu temperatura etc. Cu nici una dintre acestea nu s-a ajuns însă la soluţii satisfăcătoare industrial.

PNEUMATIC FAŢĂ DE ELECTRONIC

Controversa între meritele respective ale aparaturii electronice faţă de performanţele bine stabilite ale aparaturii pneumatice este mereu de actualitate. În paginile revistei noastre s-a făcut o expunere sumară a unui articol „O comparaţie între aparatura electronică şi aceea pneumatică" de M. M. Delancey publicat în revista Control Engineering. Acest text a fost prezentat la sesiunea ISA (Instrument Society of America) în mai 1961 şi revizuit în iulie 1962. Sub această formă revizuită a fost publicat de „Mesures et Contrôle Industriel şi „Process Control and Automation" în nr. 3 din martie 1963. Acest studiu statistic s-a făcut întrebuinţînd evidenţele de pe fişele a două procese tehnologice identice din care unul avînd aparatură electronică şi al doilea aparatură pneumatică. Difuzarea largă de care s-a bucurat acest studiu justifică o prezentare mai amănunţită în această revistă a cîtorva din concluziile principale.

Comparaţie asupra întreţinerii :

Perioada: 1 ian. 1959 — 1 aug. 1960	Electronice	Pneumatice
Total aparate	904	523
Aparate care au necesitat reparaţii	701	439
Numărul de reparaţii total	1 272	778
Ore de lucru pentru reparaţii	1 838	1 231
Frecvenţa reparaţiilor	1,41	1,49
Timpul de reparaţie pe aparat	2,62	2,80
Costul materialului pentru reparaţii, dolari	1 760	2 560
Costul manoperei, dolari	3 940	2 570
Costul total pe aparat, dolari	6,30	9,80

Pentru comparaţie în ce priveşte precizia s-au făcut 220 experimentări de verificare cu aparatele electronice şi 119 cu aparatele pneumatice. Ca rezultat s-a găsit o eroare medie de 2,3%, respectiv 3,3% (fig. 1). Trebuie observat că 64% din aparatele electronice au avut erori sub 1%, în timp ce numai 48,3% din aparatele pneumatice au intrat în această categorie. Analiza statistică a acestor date a arătat că probabilitatea ca ele să fie datorite întîmplării este de 0,025. Această experimentare a scos în evidenţă un nou factor în avantajul aparaturii electronice.

Ambele instalaţii erau întreţinute de acelaşi personal — o echipă de 29 mecanici — care aveau o specializare iniţială în domeniul aparaturii pneumatice. Răspunsurile date de acest personal la un chestionar sînt indicate în continuare.

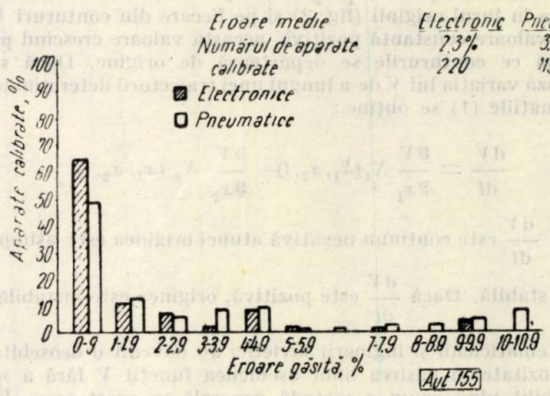


Fig. 1

Părerea personalului de întreţinere

	Electronic %	Pneumatic %	Nedecişi %
Mai uşor de calibrat	86	0	14
Mai uşor de reparat	52	17	31
Reglează mai bine procesul	48	10	42
Traductorul cel mai bun de presiune diferenţială	73	13	14
Traductorul cel mai bun de presiune	74	11	15
Transmiţătorul cel mai bun de temperaturi	31	36	33
Cel mai bun regulator	68	9	23
Transmisia cea mai bună	62	14	24
Păstrează cel mai bine calibrarea	38	21	41
Cel mai uşor de înţeles	55	21	24
M e d i e	60	16	24

În general personalul de întreţinere a preferat echipamentul electronic faţă de pneumatic în raport cu 4 : 1. Argumentele cele mai importante pentru această preferinţă au fost :

— mai uşor de calibrat ;
— mai uşor de reparat ;
— o reglare mai bună a procesului industrial.

DEFINIŢIA CIBERNETICII ŞI AUTOMATICII DATĂ DE ACADEMIA DE ŞTIINŢE FRANCEZĂ IN ŞEDINŢA DIN 12 NOIEMBRIE 1962

Aceste definiţii reproduse în revista Automatisme nr. 1/1963 sînt într-o traducere în parte liberă :

„*Cibernetica* este disciplina ştiinţifică care caută să găsească, să analizeze şi să compare în mediile complexe vii sau neînsufleţite, structuri abstracte şi relaţii funcţionale degajate de suportul lor material, şi mai ales acelea care au un rol de comandă şi de reglare. Pentru a atinge aceste scopuri cibernetica întrebuinţează ştiinţele existente şi îndeosebi teoria informaţiei.

După cum a precizat A. M. Ampère, fondatorul ciberneticii, această ştiinţă se situează alături de celelalte ştiinţe fără a se suprapune cu vreuna dintre ele. Pînă acum cibernetica a fost întrebuinţată mai ales pentru a lămuri probleme biologice sau sociologice bazîndu-se pe analiza mediilor neînsufleţite, dar ea nu exclude conceperea, printr-o cale inversă, a unor maşini noi inspirate din observarea fiinţelor vii".

„*Automatizarea* cuprinde, cu toate legăturile pe care le implică, acţiunile avînd drept scop să execute, fără ajutorul

omului sau cu ajutorul său redus, operaţii diverse informaţionale sau materiale, în special ştiinţifice, industriale sau administrative, care mai înainte erau executate mai ales de om, cu condiţia ca această transformare să aibă drept scop un progres tehnic, economic sau social".

Definiţia ciberneticii cuprinde patru fraze din care prima conţine definiţia propriu-zisă : „să găsească, să analizeze şi să compare degajate de suportul lor material structuri abstracte şi relaţii funcţionale".

S-a completat însă definiţia specificînd domeniile asupra cărora se aplică cercetarea cibernetică, şi anume : medii complexe vii sau neînsufleţite, precum şi faptul că efortul principal se îndreaptă spre structurile şi funcţiunile de comandă şi de reglare.

Deosebirea dintre „Automatizare" şi „Cibernetică" în aceste definiţii constă în aceea că prima nu este o disciplină ştiinţifică, ci un ansamblu de acţiuni : acţiunile de a automatiza. În această definiţie a automatizării mai sînt cuprinse două precizări. Una este relativă la domeniul automatizărilor şi anume se specifică că automatizarea cuprinde operaţii ştiinţifice, industriale şi administrative, dar s-ar părea că nu cuprinde totalitatea operaţiilor intelectuale. A doua precizare se referă la finalitatea automatizării, şi anume exclude orice automatizare care nu ar avea ca scop un progres tehnic, economic sau social.

În planul de lucru al Academiei de Ştiinţe Franceze este trecut să se definească şi termenul „Automatica" şi în felul acesta să se facă delimitarea între cibernetică şi automatică. Semnalăm în legătură cu aceasta că în conformitate cu clasificaţia IFAC (Federaţie Internaţională de Automatică), cibernetica, astfel cum este definită de Academia de Ştiinţe Franceză, trebuie considerată ca un capitol al automaticii.

CONCEPŢII NOI PENTRU REALIZAREA AUTOMATIZĂRILOR COMPLEXE

Un sistem de reglare tipic al unui proces tehnologic cuprinde un regulator, măsurarea unui singur parametru şi modificarea unei singure mărimi de execuţie. Din motive de stabilitate şi precizie regulatoarele pot fi prevăzute cu caracteristici proporţional, integral şi diferenţial sau din aceleaşi motive poate fi introdusă o a treia variabilă, cum este cazul în sistemele de reglare în cascadă. În asemenea cazuri conducerea eficientă a procesului tehnologic este asigurată de intervenţia unui operator care modifică mărimile de intrare în sistemele de reglare cu scopul de a asigura o calitate uniformă, precum şi un maximum al producţiei.

În procesele moderne complexe cantitatea de informaţie care ar trebui să fie interpretată de un operator este mare şi depăşeşte deseori posibilităţile lui.

Pentru a face faţă acestei situaţii soluţia care s-a aplicat în ultimii ani a fost utilizarea unui calculator în care se introduc informaţiile din procesul tehnologic, iar din afară date asupra producţiei de obţinut. În calculator se introduc de asemenea programările necesare şi caracteristicile procesului tehnologic. El este în felul acesta capabil să genereze instrucţiunile necesare, precum şi deciziile care să fie transmise procesului tehnologic pentru a asigura desfăşurarea acestuia conform cu condiţiile cerute.

Dificultăţile întîmpinate cu o asemenea soluţie sînt însă foarte mari. Investiţiile într-o aparatură de automatizare cuprinzînd un calculator sînt importante şi termenul de recuperare al acestei investiţii este greu de prevăzut. Pe de altă parte cunoaşterea exactă a procesului tehnologic necesară pentru introducerea conducerii prin calculator necesită întrebuinţarea calculatorului pentru o durată îndelungată, fără ca în acest timp să se obţină o creştere a eficienţei procesului. Aceasta explică de ce conducerea prin calculatoare — deşi în plină dezvoltare — se face totuşi cu prudenţă, situaţie caracterizată prin faptul că la finele lui 1962 în întreaga lume erau aproximativ 200 procese tehnologice conduse prin calculatoare. Trebuie în plus menţionat că aceste procese sînt de o mare amploare.

Pentru procese tehnologice de o amploare medie s-ar putea ca această soluţie să nu fie cea mai indicată. Un nou punct de vedere pentru asemenea cazuri a apărut în tehnica mondială pe care noi l-am numit „Aparatură modulară ierarhică pentru automatizări complexe (AMIAC)". Acest punct de vedere a fost inspirat din organizarea ierarhică în domeniile de activitate umană. Automatizările construite în acest fel au o structură piramidală. Se porneşte de la aceeaşi dotare de bază ca şi în cazul întrebuinţării calculatoarelor, adică de la sistemele de reglare convenţionale şi se adaugă dispozitive de calcul analogice sau numerice, cu care se fac legături funcţionale între diferitele trepte de automatizare, introducînd astfel intercondiţionări care altfel erau efectuate de către operator.

Acest nou procedeu are unele avantaje foarte importante. Fiecare dispozitiv nou adăugat corespunde unui scop care poate fi formulat precis în prealabil. Dezvoltarea acestor legături se face treptat pe măsură ce creşte cunoaşterea exactă a procesului şi a condiţiilor producţiei şi în felul acesta investiţiile cresc progresiv. Cu fiecare nouă legătură astfel creată se introduce numai echipamentul strict necesar pentru a obţine creşterea de eficienţă avută în vedere. În plus modificări ulterioare în procesul tehnologic pot fi făcute, fără ca să atragă, în sistemul de reglare şi în legăturile funcţionale create, schimbări importante. Trebuie de asemenea menţionat şi faptul că un asemenea sistem poate fi mai uşor de înţeles, şi deci de aplicat, de inginerii din exploatare decît problemele complexe pe care le ridică introducerea unui calculator pentru a conduce în ansamblu un proces tehnologic.

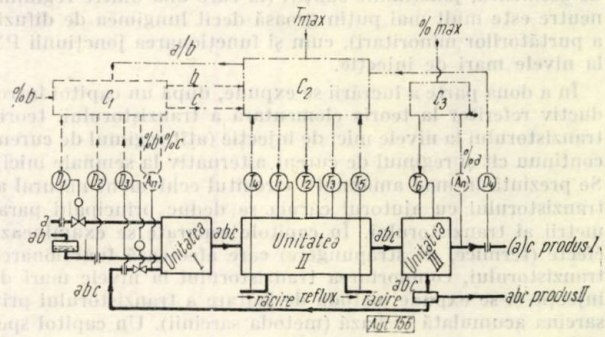


Fig. 1

Pentru a se lămuri esenţialul acestei noi concepţii s-a arătat în figura 1 un proces tehnologic imaginar, de natură chimică, alimentat cu produsele *a* şi *b* şi produce pe *c*. În primul stadiu procesul este prevăzut cu aparatură de măsură şi reglare convenţionale : reglările de debite D_1, D_3, D_4, măsurările de debite D_2 şi D_4 ; reglările de temperatură T_1, T_2, T_3, T_6, măsurările de temperatură T_4 şi T_5.

În stadiul următor se instalează dispozitivul C_1 care permite stabilirea raportului *a*/*b* la valoarea dorită, instalîndu-se şi analizorul A_n care dă procentele de substanţă *b* şi *c* din reflux.

În stadiul al treilea se introduce dispozitivul C_2 care primeşte valorile temperaturilor T_4 şi T_5 ale agentului de răcire şi modifică în consecinţă mărimile de intrare în sistemele de reglare T_1, T_2 şi T_3. În acest dispozitiv C_2 introduce şi valoarea T_{max} a creşterii temperaturii agentului de răcire. În acest stadiu se caută o mai bună convertire a substanţei $(a + b)$ în *c*.

În etapa următoare se introduce dispozitivul C_3 analizorul A_n de la ieşire pentru % *a*. În acest dispozitiv C_3 se introduce %*a* maxim admis la ieşire. Dispozitivul C_3 modifică mărimea de intrare în regulatorul temperaturii T_6.

În figură s-au indicat şi legăturile care se pot face între C_1, C_2 şi C_3 în diferitele etape ale realizării acestei automatizări complexe.

O realizare de aparatură de acest fel a fost făcută de firma Elliott sub denumirea ARCH. În prezent sînt în studiu, în numeroase alte organizaţii, ansamble de aparatură de acest fel (module).

I. Papadache

RECENZII

M. DRĂGĂNESCU. **Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.** Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1962, 444 p., 241 fig., 266 ref. bibl.

Utilizarea pe scara mare a dispozitivelor semiconductoare de circuit, dezvoltarea producţiei de diode semiconductoare şi tranzistoare în ţara noastră, au determinat publicarea unor lucrări care să trateze problemele teoretice şi practice ridicate de acest nou domeniu al tehnicii.

Lucrarea de faţă tratează funcţionarea dispozitivelor semiconductoare de circuit şi procesele fizice care au loc în aceste dispozitive, cartea avînd un caracter teoretic.

Exceptînd capitolul introductiv, lucrarea se împarte în două părţi mari. Partea I (joncţiunea PN) cuprinde capitolele II—VIII; partea a II-a (tranzistorul) cuprinde capitolele IX—XIV.

În prima parte se expune teoria joncţiunii *PN* ideale în regim staţionar şi în regim alternativ la semnale mici. Se examinează apoi diverse efecte care apar la joncţiunile reale, ca generarea-recombinarea purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere, efectul Zener, multiplicarea purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere la tensiuni inverse mari, efecte de suprafaţă şi efecte datorite contactelor metalice. Se examinează, de asemenea, joncţiunile subţiri (la care una dintre regiunile neutre este mult mai puţin groasă decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari), cum şi funcţionarea joncţiunii PN la nivele mari de injecţie.

În a doua parte a lucrării se expune, după un capitol introductiv referitor la teoria elementară a tranzistorului, teoria tranzistorului la nivele mici de injecţie (atît regimul de curent continuu cît şi regimul de curent alternativ la semnale mici). Se prezintă în mod amănunţit circuitul echivalent natural al tranzistorului cu ajutorul căruia se deduc principalii parametrii ai tranzistorului. În capitole separate se examinează efecte (termice, de străpungere) care afectează funcţionarea tranzistorului, comportarea tranzistorului la nivele mari de injecţie şi se expune metoda de tratare a tranzistorului prin sarcina acumulată în bază (metoda sarcinii). Un capitol special este rezervat tranzistoarelor de tip „drift", numite de autor tranzistoare cu cîmp intern.

Lucrarea are la bază aproape numai literatură periodică de specialitate, constituind o elaborare proprie autorului.

Capitolul al XII-lea referitor la teoria tranzistorului la nivele mari de injecţie se bazează în cea mai mare parte pe lucrările originale ale autorului. Unele contribuţii originale se găsesc şi în alte capitole: capitolul al III-lea (o schemă echivalentă pentru joncţiunea PN ideală la frecvenţe joase) sau în capitolul al VI-lea (condiţia generală pentru creşterea abruptă a curentului) etc.

Această carte cu un înalt nivel ştiinţific constituie o lucrare de bază pentru cercetătorii ştiinţifici, inginerii, cadrele didactice şi studenţii care se ocupă cu studiul dispozitivelor semiconductoare şi înseamnă, totodată, un succes al ştiinţei româneşti.

S. F.

Bibliografia IFAC

Automatizarea industriei este fără îndoială unul din aspectele caracteristice ale tehnicii noi, chiar credem noi că automatizarea constituie trăsătura esenţială a tehnicii moderne. În domeniul automaticii lucrează un număr mare de cercetători şi proiectanţi din toate ţările lumii. Progresele ce se fac în acest domeniu sînt foarte rapide şi cercetările au un rol deosebit de important. Nu putem concepe o industrie automatizată care să se dezvolte la întîmplare şi empiric. Maşinile analogice de calcul permit ca orice întreprindere să poată avea în incinta sa utilajul necesar calculelor numeroase pe care întreprinderea automatizată trebuie să le efectueze continuu. Maşinile digitale de calcul permit, cînd este nevoie, un calcul mai rafinat şi mai rapid. Toate aceste calcule presupun o elaborare teoretică anterioară.

Problemele legate de automatizarea industriei pot fi foarte variate de la o întreprindere la alta în aceeaşi ţară, totodată ele fiind foarte asemănătoare în diferite ţări. Aceasta a făcut ca cercetători din diferite ţări să simtă nevoia de a cunoaşte rapid cercetările întreprinse în toată lumea asupra fiecărei probleme. S-a constituit în acest mod Federaţia internaţională de automatică IFAC (International Federation of Automatic Control), care în anul 1960 a ţinut la Moscova primul ei Congres internaţional, iar între 27 august şi 4 septembrie 1963 va ţine la Bale al doilea Congres internaţional de automatică.

Al doilea mijloc de cunoaştere reciprocă a muncii duse de diferite colective se face cu ajutorul revistelor de bibliografie. Sub patronajul IFAC şi al UNESCO a început să apară o astfel de bibliografie cu titlul: *International Bibliography of Automatic Control — Bibliographie internationale de la Commande Automatique*. Au apărut numerele 1, 2, 3 şi 4 care constituie vol. I (1962), însumînd în total 1 058 pagini cu 3 912 fişe bibliografice. O fişă bibliografică se prezintă sub forma:

3656 5.5.1.0
PRUSENKO, V. S.
Pneumatic control elements for heating proces control
Éléments de commande pneumatique pour le réglage de processus thermique
(In Russian)
Moscow and Leningrad, Gosenergoizdat 1961, 271 p.

Indicativul 5.5.1.0 permite să determinăm cu destulă precizie conţinutul lucrării; lista indicativelor este dată la începutul volumului.

5.5.1.0 Automatizarea în tehnicile termice.

Precum se vede lucrarea prezintă un deosebit interes nu numai pentru bibliotecile facultăţilor şi institutelor de cercetări, dar şi pentru serviciile de documentare ale întreprinderilor.

Bibliografia continuă să apară pentru anii următori; de asemenea este în curs de redactare bibliografia lucrărilor anterioare anului 1962.

Cr. M

A. MOROIANU: **Aparate electrice şi electronice de măsurat.** Bucureşti, Editura tehnică, 1962, 320 pag., 18 ref. bibl., 277 fig.

Prezenta lucrare este prima din literatura noastră de specialitate care-şi propune să prezinte în mod ştiinţific cele mai uzuale aparate electrice şi electronice de măsurat, care se întîlnesc în laboratoarele noastre. În modul acesta se aduce un real serviciu tuturor celor care sînt puşi să exploateze aceste instrumente, uneori în locuri unde lipseşte documentaţia respectivă a aparatelor.

Lucrarea este completată la fiecare capitol cu noţiuni introductive privind teoria aparatelor descrise în acel capitol.

În total, în lucrare sînt descrise 107 tipuri de aparate, printre care: 23 tipuri de aparate electrice de precizie, 20 punţi electrice şi electronice, 12 potenţiometre, 21 generatoare electronice, 12 voltmetre şi milivoltmetre electronice etc.

Schemele cuprinzînd valorile pieselor sînt utile şi pentru proiectarea unor aparate similare.

Lucrarea este alcătuită din opt capitole.

Primul capitol se referă la metodele de măsurare şi etalonare, în care se dau unele noţiuni generale despre măsuri şi erorile de măsurare, ca şi despre etaloanele unor unităţi electrice. Se dau indicaţii privind construcţia etaloanelor de forţă electromotoare, rezistenţă, inductanţă, capacitate.

Capitolul al II-lea tratează despre aparatele ce servesc la măsurarea microcurenţilor. Se descriu astfel galvanometrele, definindu-se şi mărimile de bază. Se face teoria şunturilor şi

se arată metodele experimentale care servesc la determinarea constantelor galvanometrelor. În acelaşi capitol se prezintă şi aparatele electrometrice.

Capitolul III tratează aparatele electrice de precizie, prin aparat de precizie înţelegîndu-se însă o clasă mai largă, ce cuprinde de fapt şi aparatele industriale.

Se descriu aci diverse aparate magnetoelectrice, electrodinamice etc., precum şi transformatoare de măsurat.

Punţile electrice şi electronice formează obiectul celui de-al IV-lea capitol. Se descriu punţi de curent continuu şi curent alternativ, punţi electrice universale, punţi electronice.

Capitolul V tratează despre potenţiometre (compensatoare). Se descriu potenţiometre portative de curent continuu, potenţiometre de laborator de curent continuu, potenţiometre de curent alternativ, potenţiometre electronice automate.

Generatoarele electronice sînt prezentate în capitolul VI. Se descriu generatoare de audiofrecvenţă, de radiofrecvenţă, de unde dreptunghiulare, de bandă largă, generatoare de frecvenţă foarte înaltă (de unde ultrascurte).

Capitolul VII tratează voltmetrele electronice. În acelaşi capitol sînt descrise şi milivoltmetrele electronice.

Ultimul capitol tratează diverse aparate electronice, denumite „auxiliare". Termenul nu ni se pare justificat, aparatele respective intervenind în măsurări, la fel ca orice alt aparat. În acest capitol se descriu nepermetre, Q-metre, distorsiometre, modulometre, frecvenţmetre, fazmetre, ca şi stabilizatoare de tensiune.

Dintre ele doar ultima categorie sînt realmente auxiliare.

Lucrarea este valoroasă şi prin faptul că, în afară de teoria generală şi de descrierea aparatelor, se dau instrucţiuni privind alegerea, reglarea şi etalonarea diverselor aparate de măsurat.

Lucrarea este de un real folos tuturor celor care se ocupă de problemele măsurărilor electrice şi electronice, care vor găsi în ea un ghid valoros.

Lucrarea este scrisă la un nivel ce este accesibil şi persoanelor cu o cultură tehnică medie, adresîndu-se în special tehnicienilor care exploatează aparate electrice şi electronice de măsurat din industrie şi telecomunicaţii.

E. N.

I. H. GOULD şi F. S. ELLIS. **Tehnologia calculatorului numeric. Introducere în proiectare şi întrebuinţare.** (Digital computer Technology. An introduction ologic design and practice.) Londra, Editura Champan and Hall, 1963.

Cartea se adresează mai ales inginerilor care nu sînt specialişti în calculatoare, dar care doresc să cunoască problemele fundamentale din acest domeniu fie ca o introducere în studii mai aprofundate, fie pentru a avea o informaţie generală.

În acest scop sînt expuse utilizările generale ale calculatoarelor, metodele aritmetice şi logice pe care se bazează, elementele fizice cu care se realizează funcţiunile calculatorului, mijloacele prin care se realizează memoriile de diferite categorii, dispozitivele de intrare şi ieşire, precum şi noţiuni introductive asupra programării. Pentru a exemplifica aceste diferite aspecte, autorii consideră un calculator fictiv cu ajutorul căruia studiază problemele constructive şi de întrebuinţare ale calculatoarelor numerice.

Cartea este deosebit de bine concepută. Stilul este simplu şi clar, iar calculele sînt reduse la minim. Diferitele soluţii realizate în practică sînt examinate critic arătîndu-se avantajele şi dezavantajele fiecăreia. Prezentarea grafică — figuri şi text — foarte îngrijită.

Întrebuinţarea calculatoarelor numerice este acum în plină expansiune şi apar numeroase lucrări care se ocupă de acest domeniu. Cartea pe care o prezentăm o considerăm printre cele mai reuşite publicate în ultimul timp.

I. P.

P. L. KAPIŢA. **Electronica puterilor mari.** Moscova, Editura Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., 1962, 196 pag., 48 fig.

Lucrarea de faţă — a cunoscutului savant sovietic P. L. Kapiţa — este consacrată unei probleme de mare actualitate, şi anume producerii semnalelor electrice de puteri foarte mari prin metode electronice.

În prezent, procedeele electronice se întrebuinţează din ce în ce mai mult în scopuri foarte diferite, dintre care unele necesită puteri foarte mari. Printre acestea se numără : radiocomunicaţiile cosmice, acceleratoarele de particule, radiolocaţia etc. În toate aceste cazuri este vorba de generarea unor oscilaţii electromagnetice de puteri foarte mari.

În lucrarea de faţă se prezintă o serie de cercetări întreprinse de acad. P. L. Kapiţa în acest domeniu nou şi de mare viitor.

Lucrarea este împărţită în două părţi : o monografie privind generarea undelor electromagnetice de energii foarte mari şi un studiu referitor la un tip special de cavitate rezonantă, care intervine în generatoarele de frecvenţă foarte înaltă.

În introducerea primei părţi se arată care este planul general al lucrării, ca şi importanţa problemelor tratate.

În primul capitol se prezintă soluţiile fundamentale ale ecuaţiilor care descriu mişcarea particulelor încărcate într-un cîmp electromagnetic. Metoda utilizată este aceea a mediei în timp.

Capitolul al II-lea se referă la mişcarea electronilor în planetron, adică în magnetronul plan. Plecînd de la ecuaţiile de bază se obţin o serie de soluţii fundamentale.

Stabilitatea funcţionării planetronului şi transferul de putere în planetron sînt probleme abordate în capitolul al III-lea. Pentru rezolvarea lor se utilizează formulele stabilite anterior pentru traiectoriile electronilor în planetron.

În capitolul al IV-lea se determină puterile care intervin la anodul şi catodul unui planetron. În modul acesta se poate aborda şi problema randamentului în planetron.

În legătură cu această problemă este necesar să se ţină seamă de efectele de margine care intervin în planetron, efecte care conduc la apariţia unor corecţii (capitolul al V-lea).

În capitolul al VI-lea se abordează problema magnetronului. Se studiază, anume, magnetronul circular. Teoria este dezvoltată numai cu intervenţia unui instrument matematic relativ simplu.

În capitolul al VII-lea se prezintă o serie de rezultate experimentale privind procesele electronice care au loc în planetron. Se prezintă aparatura utilizată şi se dau o serie de date asupra performanţelor obţinute.

Mişcarea electronilor într-un cîmp de înaltă frecvenţă ridică însă şi unele probleme mai complexe. Problema orbitelor Larmor este studiată în capitolul al VIII-lea.

Capitolul al IX-lea arată unele dintre perspectivele utilizării dispozitivelor electronice în producerea puterilor foarte mari.

Partea a doua a lucrării este dedicată oscilaţiilor proprii ale cavităţilor rezonante în care se află dispusă o reţea. Se studiază atît cavităţile paralelipipedice, cît şi cele cilindrice. Evident, în cazul în care avem de-a face cu o cavitate cilindrică, sîntem conduşi la utilizarea funcţiilor cilindrice.

Întreaga lucrare este scrisă într-un stil foarte clar, deşi se abordează unele probleme noi speciale (generarea unor oscilaţii de foarte înaltă frecvenţă şi de puteri foarte mari) ; lucrarea este deosebit de interesantă prin perspectivele pe care le deschide unor cercuri largi de cititori într-un domeniu de mare viitor al electronicii, şi anume producerea undelor electromagnetice de puteri foarte mari.

Lucrarea se adresează tuturor celor care se interesează de producerea undelor electromagnetice de înaltă frecvenţă şi mare putere, dar poate fi citită cu interes şi de acei care se interesează numai de tehnica frecvenţelor foarte înalte.

E. N.

CRONICĂ

CONGRESUL AL II-lea IFAC

Între 28 august şi 4 septembrie 1963 va avea loc la Bâle în Elveţia cel de-al II-lea Congres al Federaţiei Internaţionale de Control Automat (IFAC). La congres vor participa oameni de ştiinţă şi ingineri specialişti în automatică, care vor prezenta peste 150 de lucrări ce vor reflecta stadiul actual al teoriei şi aplicaţiilor din domeniul automaticii. Textele complete ale lucrărilor care se vor prezenta vor fi puse la dispoziţia participanţilor la congres, în limba rusă şi engleză. În şedinţele de comunicări, autorii lucrărilor vor face numai expuneri scurte asupra conţinutului acestora, cea mai mare parte a timpului fiind rezervată discuţiilor.

Lucrările congresului se vor desfăşura în trei secţii, şi anume :

— Secţia T — Teoria sistemelor automate ;
— Secţia A — Aplicaţii industriale ale automaticii ;
— Secţia C — Elemente componente ale sistemelor automate.

În cadrul secţiei T, pentru care s-au rezervat 25 de şedinţe, vor fi prezentate lucrări de teoria sistemelor automate ca : sisteme optimale, sisteme adaptive, sisteme instruibile, sisteme automate cu mărimi aleatoare.

La discuţii în cadrul acestei secţii se vor dezbate probleme legate de : sistemele optimale, sinteza sistemelor optimale, programarea optimală, sistemele adaptive, sistemele extremale, sistemele instruibile, dinamica sistemelor, sistemele discrete, sistemele cu testare, sistemele bipoziţionale, studiul stabilităţii folosind prima şi a doua metodă a lui Liapunov, sistemele cu predicţie, sistemele aleatoare neliniare, teoria automatelor finite şi probleme generale.

În secţia A, lucrările care se vor prezenta vor face obiectul problemelor legate de automatizarea proceselor de producţie din industria chimică, petrolieră, energetică, siderurgică, precum şi probleme legate de dinamica proceselor industriale.

Numeroasele probleme ridicate de automatizarea proceselor de producţie din industria oţelului, din centrale termoelectrice şi hidroelectrice, din centrale atomo-electrice, introducerea calculatoarelor în controlul şi conducerea proceselor de producţie, vor constitui obiectul principal al discuţiilor în cadrul acestei secţii.

Pentru toate aceste probleme s-au prevăzut 19 şedinţe.

Lucrările privitoare la principiile noi folosite în construcţia elementelor de automatizare şi siguranţa funcţionării acestor elemente vor fi prezentate în secţia C.

În cele şase şedinţe rezervate acestei secţii delegaţii vor dezbate probleme referitoare la elementele componente ale sistemelor automate ca : elemente hidraulice şi pneumatice, amplificatoare magnetice, elemente electronice, elemente numerice etc., precum şi despre siguranţa în funcţionare a elementelor.

În timpul lucrărilor congresului, Asociaţia Elveţiană de Automatică va organiza, pentru delegaţi, vizite în laboratoarele şi uzinele din Elveţia.

Tot în această perioadă (2—6 septembrie 1963) se va organiza la Bâle o expoziţie internaţională de electronică INEL—63. La expoziţie se va prezenta aparatura electronică modernă folosită în cercetarea ştiinţifică, în industrie şi în special în industria grea şi energetică.

În cadrul expoziţiei INEL—63 delegaţii la Congresul IFAC vor prezenta conferinţe asupra realizărilor în domeniul electronicii.

S. F.

DOCUMENTARE

Petruhin, B. P. **Elemente logice pentru schemele de conducere automată.** În : Priborostroienie, nr. 1, 1963, p. 10—12.

Este un articol de sinteză privind utilizările şi metodele de calcul folosite pentru dimensionarea elementelor logice. Autorul clasifică elementele în trei grupe principale : prima, elemente de tipul ŞI, SAU, NU ; cea de a doua grupă în care se foloseşte un element standardizat pentru realizarea oricăror funcţii logice (de regulă în această grupă se foloseşte elementul NICI) şi, în sfîrşit, cea de a treia grupă constituită din elemente multifuncţionale cu ajutorul cărora se realizează funcţii logice complexe de tipul sumei sau produsului. Pe baza trecerii în revistă a elementelor logice produse de Siemens, AE (Logistat), Mullard, autorul prezintă principalele relaţii de calcul care caracterizează funcţionarea elementelor din grupele menţionate, ca şi principalele variante funcţionale în care se pot realiza acestea. Se dau indicaţii pentru alegerea surselor de alimentare şi pentru alegerea tranzistoarelor folosite în aceste schme.

U. W.

Ţirlin, A. M. **Metodă inginerească pentru acordarea regulatoarelor PID.** În : Priborostroienie, nr. 3, 1963, p. 1—4.

Pornind de la faptul că metodele uzuale folosite pentru acordarea regulatoarelor (metoda caracteristicilor extinse de frecvenţă) devin extrem de laborioase în cazul a trei parametri de acordare, autorul propune o metodă simplificată pentru aceste cazuri. Metoda propusă se bazează pe aproximarea că, în cazul unui sistem compus dintr-un obiect şi un regulator PID, deplasarea rădăcinilor ecuaţiei caracteristice de-a lungul liniei de egală amortizare la varierea frecvenţei de lucru se poate reduce la deplasarea unui număr limitat de rădăcini apropiate de originea sistemului de coordonate. Pe baza acestei simplificări se obţin relaţii uşor de aplicat pentru determinarea parametrilor de acordare, ţinînd seamă de criteriul minimizării abaterii medii aritmetice.

În lucrare se demonstrează principalele relaţii de calcul cerute de aplicarea metodei şi se prezintă, de asemenea, un exemplu practic de aplicare a metodei.

U. W.

Comandă prin elemente statice cu siguranţă la defectare. În : ETZ—A **83** (1962), nr. 7, p. 225—230, 8 fig., 8 ref. bibl.

Se tratează utilizarea elementelor statice tip SIMATIC în cadrul schemelor de comandă cu siguranţă la defectare în cazul distribuţiei energiei electrice.

După ce se face o scurtă prezentare a definiţiilor de comutaţie la staţiile de distribuţie, se prezintă modul cum se realizează schemele :

— formarea semnalelor se face cu ajutorul comutatoarelor de semnalizare care sînt acţionate simultan cu separatoarele şi întreruptoarele de înaltă tensiune ;

— în prelucrarea semnalelor se utilizează circuite logice ŞI şi SAU, iar pentru realizarea siguranţei la defectare se întrebuinţează o construcţie redondantă (care utilizează mai multe elemente decît este normal pentru o instalaţie obişnuită) cu mărimea corespunzătoare a siguranţei în funcţionare şi cu posibilitatea recunoaşterii erorilor interne. O asemenea instalaţie semnalizează şi defecte care cu sistemele obişnuite nu se pot detecta (de exemplu, defecte de izolaţie în cablaj, punţi de scurtcircuitarea clemelor uitate cu ocazia reparaţiilor) ;

— construcţia se realizează cu elementele de comutaţie statică ale sistemului SIMATIC,

Sistemul prezentat aduce economii în proiectare şi avantaje în execuţie, deoarece se realizează elemente tipizate de largă aplicaţie în cazul schemelor de distribuţie a energiei electrice. Se dau cîteva exemple de asemenea elemente-tip, care permit realizarea comenzilor la un sistem de distribuţie cu bare duble, în următoarele cazuri :

— separatoare de bare, întreruptor automat, separator de linie cu sau fără cuţite de punere la pămînt ;
— separatoare de bare, întreruptor automat ;
— separatoare de bare, transformator de tensiune.

E. P.

Troconiz, A. F. şi Naslin, P. **Extinderi ale algebrei booleene.** Algebra operaţiilor de excludere şi incompatibilitate. În : Automatisme **8** nr. 4, 1963, p. 143.

Utilizarea tranzistoarelor a permis construirea unor dispozitive statice de comutaţie de mici dimensiuni, sigure şi eficace. Funcţie de tipul tranzistoarelor folosite, mărimea de ieşire depinde de cele de intrare după relaţia de excludere „NICI" :

$$F_1 = \overline{A}.\ \overline{B}.\ \overline{C} = \overline{A + B + C} = A \downarrow B \downarrow C$$

sau o relaţie de incompatibilitate „NUMAI" :

$$F_2 = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} = \overline{A.B.C} = A/B/C.$$

Aceasta pune problema reducerii funcţiilor logice generale la forme canonice care să cuprindă operaţii „NICI" şi „NUMAI", şi nu operaţiile clasice „Şi", „SAU", „NU" care nu permit realizarea directă a schemei cu tranzistoare.

În articol se expune metoda de reducere a matricei Karnaugh a funcţiei logice date la formele canonice în „NICI" şi „NUMAI" şi se studiază proprietăţile acestor funcţii logice. Se găseşte o generalizare a teoremei Shannon-Morgan, conform căreia se pot complementa variabilele dintr-o funcţie logică arbitrară, dacă se înlocuiesc operaţiile cu cele complementare („ŞI" $\rightleftarrows$ „SAU", „NICI" $\rightleftarrows$ „NUMAI").

Autorii propun un proiect de notaţie grafică a operaţiilor logice.

P. C.

Senouillet, G. **Concepţiile fundamentale ale comenzii automate.** În : Automatisme **3**, nr. 4, 1963, p. 137—142.

După ce se definesc noţiunile folosite în teoria sistemelor de comandă automată se face o clasificare a sistemelor folosind drept criterii parametrii de structură ai elementului automatizat (sistemului comandat) şi natura variabilelor de intrare în sistem.

Pornind de la aceste criterii de clasificare se definesc nouă tipuri de sisteme de comandă, precizîndu-se noţiunile de optimalizare şi autooptimalizare, precum şi cele de adaptare şi autoadaptare.

Clasificarea prezentată schematic într-o tabelă ilustrează aspectul genetic de dezvoltare a teoriei şi practicii sistemelor de comandă automată.

D. I.

Krug, E. K. **Cîteva probleme ale proiectării regulatoarelor numerice.** În : Priborostroenie, nr. 2, 1963, p. 1—3.

În articol se arată avantajele regulatoarelor numerice faţă de regulatoarele analogice în ceea ce priveşte : reproducerea precisă a legii de reglare, obţinerea de constante de timp variabile în domenii largi, un nomenclator de piese redus faţă de regulatoare analogice.

Domeniul de folosire a acestor regulatoare este mai mare decît cel al regulatoarelor analogice.

Autorul prezintă o concepţie nouă în ceea ce priveşte rentabilizarea unor asemenea regulatoare. Se propune o metodă de proiectare a sistemelor de reglare cu regulatoare numerice, unde cu un număr minim de blocuri şi un singur regulator se rezolvă problema mai multor bucle de reglare.

În articol se prezintă cîteva scheme structurale de reglare cu diferite tipuri de regulatoare numerice şi se descriu, pe scurt, elementele de bază.

I. S.

Gunn, M. W. **Un generator de impulsuri de tensiune înaltă.** În : Electronic Engineering **34**, nr. 418, decembrie, p. 824—826.

Se descrie un generator de impulsuri de tensiune 0,8 la 16 kV, durată 0,25 la 1 μs şi frecvenţă de repetiţie 10 la 20 Hz. Generatorul este folosit pentru studiul influenţei unui cîmp electric intens asupra conductibilităţii semiconductoarelor. Pentru a obţine o impedanţă de ieşire de ordinul a 50 Ω s-a elaborat un generator de tipul celor cu linie de întîrziere. În articol se studiază modul în care s-a obţinut cu un astfel de generator o formă de impuls satisfăcătoare. Etajul final al generatorului este realizat cu tiratroane cu hidrogen şi este declanşat de un circuit de comandă şi formare cu cinci tuburi.

D. N.

Yamagushi, K., Moto Oka T. şi Inaba. S. **Nou sistem de comandă numerică a maşinilor-unelte.** În : Automatisme, **8**, nr. 1, ianuarie 1963, p. 11—16.

Se descrie un nou sistem de comandă numerică a maşinilor-unelte, caracterizat prin uşurinţa de programare. Spre deosebire de majoritatea sistemelor de comandă existente, la care se cere nu numai profilul piesei, ci şi traiectoria centrului uneltei, pentru determinarea căreia este necesară o maşină de calcul, sistemul descris cuprinde un calculator special care determină automat decalajul uneltei. Arcele de cerc şi segmentele de dreaptă sînt aproximate prin trepte de pas suficient de redus pentru ca mişcarea uneltei să fie regulată şi să nu fie necesară nici o interpolare. Toate profilurile întîlnite în practică pot fi aproximate prin segmente de dreaptă şi arce de cerc. Viteza de tăiere poate fi reglată după dorinţă. Acţionarea se face prin motoare pas cu pas electro-hidraulice. În continuare se descriu calculele şi modul de alcătuire a instrucţiunilor pentru diferite tipuri de comenzi, precum şi diferitele circuite aritmetice ale sistemului.

D. N.

Budan, M. L. **Dispozitiv electronic pentru temporizări de durate mari.** În : Revue générale d'électronique nr. 195, februarie, 1963, p. 34—36.

Articolul descrie un sistem static simplu şi compact pentru temporizări de durate mari realizat cu tranzistoare destinat aplicaţiilor industriale şi în special sistemelor cu comandă secvenţială. Montajul descris foloseşte un oscilator stabil realizat cu un tranzistor unijoncţiune urmat de etaje demultiplicatoare prin acumulare de sarcini electrice, folosind un condensator de mare rezistenţă de fugă cu bună stabilitate şi cîte un tranzistor unijoncţiune pe etaj. Etajele au coeficienţi de demultiplicare apropiaţi, iar semnalul de ieşire se obţine la coincidenţa semnalelor de ieşire a demultiplicatoarelor numai după un număr considerabil de perioade de oscilaţie. Metoda are avantajul folosirii unor circuite de integrare cu constante de timp relativ mici pentru obţinerea unei temporizări globale pînă la mai multe ore. Articolul descrie schema de principiu a dispozitivului şi prezintă schema cu valori şi fotografia unui astfel de circuit de temporizare folosind cinci tranzistoare pentru o întîrziere de 20 min realizat pentru o microcentrală.

S. F.

Flecher, K. A. **Măsurarea industrială a temperaturii.** În : Industrial Electronics **1**, 1962, nr. 2, noiembrie, p. 66—69.

Articolul descrie un nou termometru industrial pentru gama de temperaturi medii (0—100°C). Metoda descrisă se bazează pe construcţia unui termometru cu mercur în sticlă. Măsurarea temperaturii se face însă prin măsurarea capacităţii între coloana de mercur şi un înveliş metalic exterior cu ajutorul unei punţi de măsură pentru capacităţi mici. Sistemul se prezintă pentru înregistrarea şi telemăsurarea temperaturii cît şi pentru folosirea mărimii de ieşire a traductorului într-un regulator sau optimalizator. Precizia obţinută este comparabilă cu cea pe care o oferă termometrul cu coloană de mercur în sticlă. Sistemul este robust şi sigur şi permite extinderea scalei termometrului în jurul oricărei

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883 DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

valori. Articolul descrie traductorul, analizează cauzele posibile de erori în sistemul mercur-sticlă, descrie puntea pentru măsurarea capacităţii şi prezintă fotografia aparatului industrial.

S. F.

Foss, R. C. **O sursă de curent stabilizat care utilizează un modulator magnetic drept element de comparaţie a curentului.** În : Electronic Engineering, martie 1963, p. 151—155.

Se descrie un montaj care utilizează un modulator magnetic pentru compararea curentului ce trebuie stabilizat, cu un curent de referinţă. Se descriu avantajele pe care le prezintă acest sistem faţă de altele bazate pe principii diferite. Se dă schema unui stabilizator capabil de a stabiliza un curent de 5 A, cu o precizie de 1 %, curentul stabilizat neavînd nici un punct comun cu unitatea de control.

E. N.

Joung, J. F. **O metodă de comparare rapidă a amplitudinilor tensiunilor alternative.** În : Electronic Engineering, martie 1963, p. 160—165.

După ce se face o trecere în revistă a principalelor metode care permit compararea a două tensiuni, se studiază în amănunt metode care se bazează pe compararea tensiunilor redresate, în diverse tipuri de metode de opoziţie. Se dau scheme tranzistorizate de comparatoare şi se dau, de asemenea, diagrame reprezentînd performanţele comparatoarelor propuse. Se descriu în special circuite simple, cu filtre RC.

E. N.

Tainal, A. J. **Tehnică integrală pentru măsurarea duratei impulsurilor.** În : IRE Trans. on instrumentation, vol. I—II, 1962, p. 11—14.

În această lucrare se descriu două procedee cu ajutorul cărora se pot obţine integrale de timp ale impulsurilor izolate, integrale care permit să se măsoare durata impulsului, şi aceasta independent de amplitudinea impulsului.

După cum este de aşteptat, se procedează la limitarea impulsului, după care semnalul respectiv este măsurat.

Tehnica descrisă poate fi utilizată pentru măsurarea unor semnale a căror durată este chiar de 0,1 μs.

Evident, deoarece în general impulsurile sînt însoţite de zgomot, se analizează şi problema măsurării duratei impulsurilor în prezenţa zgomotului.

În prezenţa zgomotului gaussian, tehnica cere ca raportul semnal/zgomot să fie de cel puţin 18 dB.

În introducerea lucrării se prezintă baza matematică a metodei descrise.

Rezultatele experimentale obţinute confirmă justeţea metodei propuse.

E. N.

Amplificator de înaltă frecvenţă cu tranzistoare. Proiectare optimală. În : Electronic applications **21**, nr. 4, 1960/1961, p. 141 ; **22**, nr. 1, 1961/1962, p. 1 şi nr. 2—3, p. 41.

Articolele alcătuiesc un amplu material de sinteză asupra problemei proiectării amplificatoarelor de înaltă frecvenţă cu tranzistoare. În primele două articole se face un studiu teoretic aprofundat al funcţionării şi al stabilităţii amplificatoarelor pe diferite variante constructive.

În ultimul articol sînt expuse aplicaţiile practice şi se prezintă un mare număr de diagrame amplitudine-frecvenţă şi fază-frecvenţă, obţinute la centrul de calcul Eindhoven pentru diferitele date de proiectare. Utilizarea acestora permite simplificarea proiectării unui amplificator de T. F. tranzistorizat, urmărind performanţe optime.

P. C.

Russel Brownell, H. **Transfer c.a. — c.c. cu termoelemente.** În : Instruments and control systems, nr. 1, 1963, p. 75.

Măsura valorilor eficace ale curenţilor alternativi de frecvenţe 100 Hz — 30 MHz poate fi efectuată utilizînd aparate de măsură clasice de curent continuu, dacă se utilizează ca traductor intermediar un element de transfer termoelectric. În articol sînt discutaţi factorii care afectează precizia dispozitivului determinînd abateri de la legea de dependenţă liniară între valoarea eficace a curentului alternativ care trece prin filament, temperatura acestuia şi tensiunea continuă de la ieşirea termocuplului. Este analizată limitarea preciziei la frecvenţe înalte şi joase.

Sînt descrise elemente a căror eroare este la frecvenţe joase sub 0,01 % şi sînt indicate undele care pot avea ieşiri sub 0,1 % la 50 MHz.

P. C.

Vignoli, A. **Probleme constructive ale aparaturii electronice pentru controlul numeric al maşinilor-unelte.** În : Automazione e strumentazione **11**, nr. 2, 1963, p. 60.

Sînt discutate comparativ caracteristicile unui aparat de reglare automată în cinci variate constructive : mecanic, electromecanic cu relee telefonice obişnuite, cu relee speciale cu mercur, electronic cu tuburi şi cu tranzistoare.

Sînt prezentate problemele tehnologice ale fabricaţiei în serie a aparaturii electronice de reglare automată a maşinilor-unelte.

P. C.

Kaufman, A. **Punte de curent constant.** În : Instruments and control systems, nr. 1, 1963, p. 100.

Utilizarea frecventă a punţilor electronice în sistemul de măsură şi control pune problema ameliorării caracteristicilor lor, în special a liniarităţii.

Se arată că, prin introducerea unui element de curent constant într-o punte asimetrică de măsură, aceasta devine mai liniară, mai sensibilă şi cu o putere de ieşire mai mare faţă de o punte simetrică clasică. Sînt prezentate rezultatele experimentale ale etalonării aparatului.

P. C.

Sursă de curent constant utilizînd un modulator magnetic drept comparator. În : Electronic engineering **35**, nr. 421, mart. 1963, p. 151.

În sistemele obişnuite de stabilizare a curentului se foloseşte ca mărime controlată o tensiune culeasă pe o rezistenţă inclusă în circuitul de sarcină ; aceasta se compară cu o tensiune etalon cu un comparator detector de eroare. În articol este prezentată o sursă de curent constant la care comparaţia se face direct între curentul de măsurat şi un curent de referinţă cu ajutorul unui modulator magnetic, sistemul prezentînd o serie de avantaje. Este descris un sistem practic de regulator de 5A, cu abatere sub 1 %, în care circuitul de curent este izolat electric de sistemul de măsură.

P. C.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК **CZ 621-53 : 513**

PAPADACHE, I. :

Изучение регулировочных систем топологическими методами.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 3, стр. 97—99

Топологические методы позволяют производить быстрый расчёт передаточных функций комплексных автоматических регулировочных систем. Освещаются общие аспекты этой теории, а также применения в области регулирующих систем.

ДК **007 : 612 : 621.37**

NICOLAU, E. şi BĂLĂCEANU, C. :

К вопросу изучения самоусовершенствующихся сетей.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 3, стр. 100—106

В статье производится кибернетическое исследование сетей состоящих из немногочисленных самоусовершенствующихся нейронов.

ДК **621.398.017.8.001.24**

SÎMBOTIN, C., TUDOROIU, V., MIHĂILESCU, E., BRANA, C. :

Способ организации современных систем промышленной телемеханики.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 3, стр. 106—110

В статье анализируются современные телемеханические системы с точки зрения оптимальной телемеханизации технологических процессов и наиболее высокой эффективности. Эти системы анализируются применительно к их коррелированию с системой комплексной автоматизации.

ДК **621.398 : 621.317.002.6**

DUMA, M., FELEA, I. :

Телеконтрольная автоматическая аппаратура состояния ансамбля, разбросанных объектов.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 3, стр. 111—113

В работе излагается ряд данных относительно предпосылок и способа работы автоматической аппаратуры для телеконтроля состояния ансамбля разбросанных объектов.

ДК **621-53 : 621.3.012.3.029.1 : 530.13**

RADU, A. :

Магнитные генераторы, питаемые непостоянным переменным напряжением.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 3, стр. 114—121

Рассматриваются особенности высокомощных магнитных импульсных генераторов, питаемых переменным током непостоянной амплитуды.

ДК **621.317.72 : 511 : 518.5**

CRISTEA, P., DUMBRAVĂ, D., LUCIAN, L., ŞIPOŞ, I. :

Аналоговый цифровой преобразователь напряжения, транзистированный для цифровых автоматических схем.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 2, стр. 122—127

В статье описывается транзистированныи аналоговый цирофровной преобразователь с функцией органа связи между датчиками параметров регулируемого промышленного процесса и управляющим цифровым элекронным устройством.

ДК **621.375.4 : 621.382.13 : 621-53**

HERŞCOVICI, H. :

Регуляторы PID, транзисторы медленных процессов.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 3, стр. 127—136

В работе рассматриваются вопросы возникающие при применении усилителей с транзисторами в регуляторах PID для медленных процессов и описываются новейшие достижения в этой области.

НОВОСТИ. стр. 136—139

РЕЦЕНЗИИ, стр. 140—141

ХРОНИКА, стр. 142

ДОКУМЕНТАЦИЯ, стр. 143—144

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—53 : 513

PAPADACHE, I. :

Untersuchung der Regelungssysteme mittels topologischer Methoden.

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 97—99

Die topologischen Methoden ermöglichen eine schnelle Berechnung der Übertragungsfunktionen der komplexen automatischen Regelungssysteme. Es werden die allgemeinen Grundlagen dieser Theorie und die für Regelungssysteme spezifischen Anwendungen besprochen.

DK 007 : 612 : 621.37

NICOLAU, E. und BĂLĂCEANU, C. :

Beiträge zur Untersuchung anlernfähigen Neuronennetze.

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 100—106

Es wird die Kybernetik der aus wenigen anlernfähigen Neuronen bestehenden Netze untersucht.

DK 621.398.017.8.001.24

SÎMBOTIN, C., TUDOROIU, V., MIHĂILESCU, E. und BRANA, C. :

Optimisierrungsfragen der modernen Systeme industrieller Telemechanik.

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 106—110

Es werden Systeme der modernen Telemechanik vom Standpunkt der Optimalisierung der Arbeitsvorgänge und der höchsten Arbeitsproduktivität analysiert. Diese Systeme werden in ihrer Korrelation mit einem System komplexer Automatisierung untersucht.

DK 621.398 : 621.317.002.6

DUMA, M. und FELEA, I. :

Automatisches Gerät für die Telekontrolle des Zustandes einer Gruppe verteilter Objekte

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 111—113

Die Arbeit gibt manche Angaben bezüglich der Voraussetzungen und der Arbeitsweise eines Automaten für die Telekontrolle des Zustandes einer Gruppe von weit verteilten Objekten.

DK 621-53 : 621.3.012.3.029.1 : 530.13

RADU, A. :

Magnetische Impulsgeneratoren mit veränderlicher Wechselspannungsquille.

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 114—121

Es werden die Besonderheiten der mit veränderlicher Wechselspannung gespeisten magnetischen Hochleistungsimpulsgeneratoren untersucht.

DK 621.317.72 : 511 : 518.5

CRISTEA, P., DUMBRAVĂ, D., LUCIAN, L. und ŞIPOŞ, I. :

Transistorisierter, analog-digitaler Spannungsumformer für automatische Rechenmaschinen.

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 122—127

Es wird ein transistorisierter analog-digitaler Umformer vorgestellt, der als Verbindungsorgan zwischen den Übertragern der Parameter des zu regelnden industriellen Verfahrens und dem digitalen elektronischen Netzwerk eingeschaltet ist.

DK 621.375.4 : 621.382.13 : 621-53

HERŞCOVICI, H. :

PID — Reglerträge Transistoren für langsame Vorgänge.

Automatica şi Electronica **7** (1963), H. 3, S. 127—136

Die Arbeit legt die Probleme dar, welche im Gebrauch von Transistorverstärkern in PID — Reglern fur langsame Vorgänge auftraten und beschreibt neue Entwicklungen auf diesem Gebiet.

NEUIGKEITEN, S. 136—139

REZENSIONEN, S. 140—141

CHRONIK, S. 142

DOKUMENTARISCHES, S. 143—144

SOMMAIRE

CD 621-53 : 513

PAPADACHE, I. :

L'étude des systèmes de réglage par des méthodes topologiques.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 97—99

Les méthodes topologiques permettent un calcul rapide des fonctions de transfert des systèmes de réglage automatique complexe. On présente les aspects généraux de cette théorie et quelques applications qui sont spécifiques pour les systèmes de réglage.

CD 007 : 612 : 621.37

NICOLAU, E. et BĂLĂCEANU, C. :

Contributions à l'étude des réseaux instruibles.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 100—106

L'article contient une étude cybernétique des réseaux formés par un petit nombre de neurones instruibles.

CD 621.398.017.8.001.24

SÎMBOTIN, C., TUDOROIU, V., MIHĂILESCU, E. et BRANA, C. :

L'organisation des systèmes modernes de téléméeanique industrielle.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 106—110

On analyse les systèmes modernes de télémécanique sous le rapport de la meilleure télémécanisation des processus technologiques et de l'efficacité maxima. Ces systèmes sont étudiés en vue de leur corrélation avec un système d'automatisation complexe.

CD 621.398 : 621.317.002.6

DUMA, M., FELEA. I. :

Appareillage automatique de télécontrôle de l'état d'un ensemble d'objets dispersés.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 111—113

On présente quelques données concernant les prémisses et le fonctionnement de l'appareillage automatique de télécontrôle de l'état d'un ensemble d'objets dispersés.

CD 621-53 : 621.3.012.3.029.1 : 530.13

RADU, A. :

Générateurs magnétiques d'impulsions, à tension alternative variable.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 114—121

On examine les particularités des générateurs magnétiques pour impulsions de grande puissance, à tension alternative d'amplitude variable.

CD 621.317.72 : 511 : 518.5

CRISTEA, P., DUMBRAVĂ, D., LUCIAN, L. et ŞIPOŞ, I. :

Convertisseur transistorisé analogique et numérique de tension pour les systèmes automatiques numériques.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 122—127

On décrit un convertisseur transistorisé analogique et numérique dont le but est d'établir la liaison entre les traducteurs des paramètres du processus industriel qui doit être réglé et le dispositif électronique numérique de commande.

CD 621.375.4 : 621.382.13 : 621-53

HERŞCOVICI, H. :

Régulateurs PID transistorisés pour processus lents.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 127—136

On précise les problèmes qui sont posés par l'utilisation des amplificateurs transistorisés dans les régulateurs PID pour processus lents et on décrit les réalisations récentes dans ce domaine.

ACTUALITÉS, p. 136—139

COMPTES RENDUS, p. 140—141

CHRONIQUE, p. 142

DOCUMENTATION, p. 143—144

CONTENTS

DC 621-53 : 513

PAPADACHE, I. :

A study of the regulation systems by means of topologic methods.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 97—99

The topologic methods permit a rapid calculation of the transfer functions of the complex automatic regulation systems. The general aspects of this theory as well as applications proper to regulation systems are presented.

DC 007 : 612 : 621.37

NICOLAU, E., BĂLĂCEANU, C. :

Contributions to the study of learning systems.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 100—106

The paper presents a cybernetic study of the nets consisting of only few neurons able to be instructed.

DC 621.398.017.8.001.24

SÎMBOTIN, C., TUDOROIU, V., MIHĂILESCU, E. and BRANA, C. :

Mode of organization of modern systems of industrial telemechanics.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 106—110

The article analyses the modern systems of telemechanics from the point of view of the best telemechanization of the operating processes and of the highest efficiency. These systems are analysed with a view to correlation with a system of complete automation.

DC 621.398 : 621.317.002.6

DUMA, M., FELEA, I. :

Automatic equipment for the telecontrol of the state of an assembly of dispersed objects.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 111—113

The paper gives some dates regarding the premises and the working mode of the automatic equipment for the telecontrol of the state of an assembly of dispersed objects.

DC 621-53 : 621.3.012.3.029.1 : 530.13

RADU, A. :

Magnetic impulse generators supplied with variable alternating voltage.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 114—121

The peculiarities of the magnetic generators for high power impulses supplied with alternative tensions of variable amplitude are studied.

DC 621.317.72 : 511 : 518.5

CRISTEA, P., DUMBRAVĂ, D., LUCIAN, L. and ŞIPOŞ, I. :

Transistorized analogie-numeric tension converter for automatic-numeric systems.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 122—127

The paper presents a transistorized analogic-numeric converter, functioning as a connective organ between the transmitters of the parameters of the industrial process that needs adjusting and the electronic-numeric direction apparatus.

DC 621.375.4 : 621.382.13 : 621-53

HERŞCOVICI, H. :

PID transistor regulators for slow processes.

Automatica şi Electronica **7** (1963), no. 3, p. 127—136

The paper exposes the problems that arise during the utilization of the transistor amplifiers in the PID regulators for slow processes and describes the recent achievements in this field.

NEWS, p. 136—139

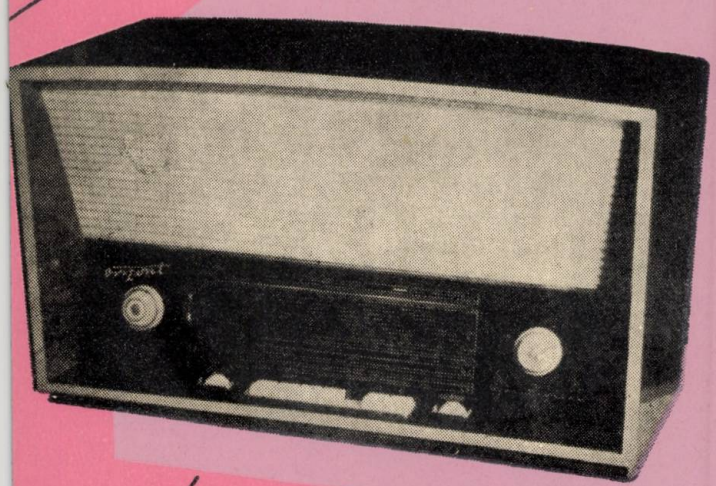
BOOK REVIEWS, p. 140—141

CHRONICLE, p. 142

DOCUMENTATION, p. 143—144

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

orizont



CUMPĂRAȚI CU ÎNCREDERE, RADIO-RECEPTORUL „ORIZONT" REALIZAT DE UZINELE „ELECTRONICA"

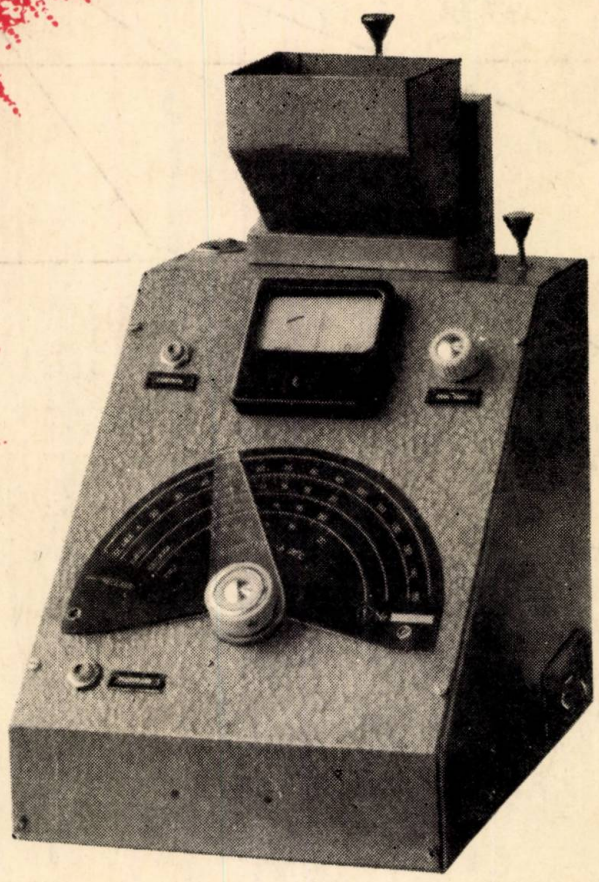
Sensibil, selectiv, reproducere sonoră perfectă

- ▲ 5 + 2 tuburi electronice
- ▲ claviatură cu 7 clape
- ▲ 5 game de unde
- ▲ indicator optic de acord
- ▲ 2 difuzoare

Caseta armonios îmbinată și cu o rezonanță ireproșabilă, dă o notă de eleganță oricărui interior

Electronica

Electronica



Uzinele „ELECTRONICA" str. Baicului nr. 82, realizează următoarele produse de electronică industrială:

◆ **UMIDOMETRE** tranzistorizate destinate măsurării umidității produselor agricole;

◆ Amplificatoare de audiofrecvență cu putere nominală la ieșire de 10 W, 20 W, 250 W și 500 W, destinate amplificării transmisiunii de la microfon, radio, magnetofon pentru centre de radioficare din întreprinderi și instituții;

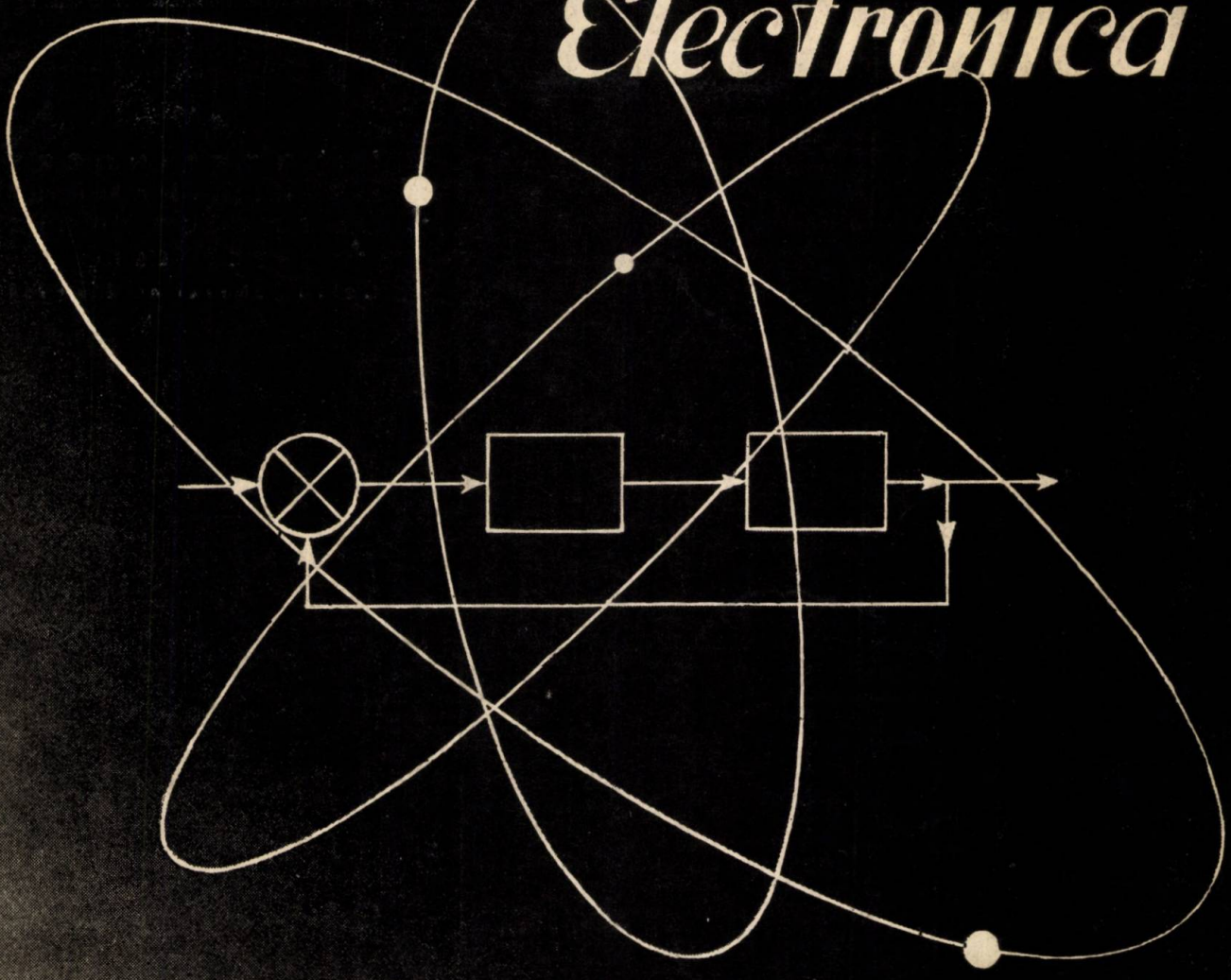
◆ Generator de I. F. capacitiv cu 5 kW putere nominală la ieșire, utilizat în industria mobilei.

În curs de punere în fabricație:

◆ Releu electronic temporizat;

◆ Nivostat capacitiv

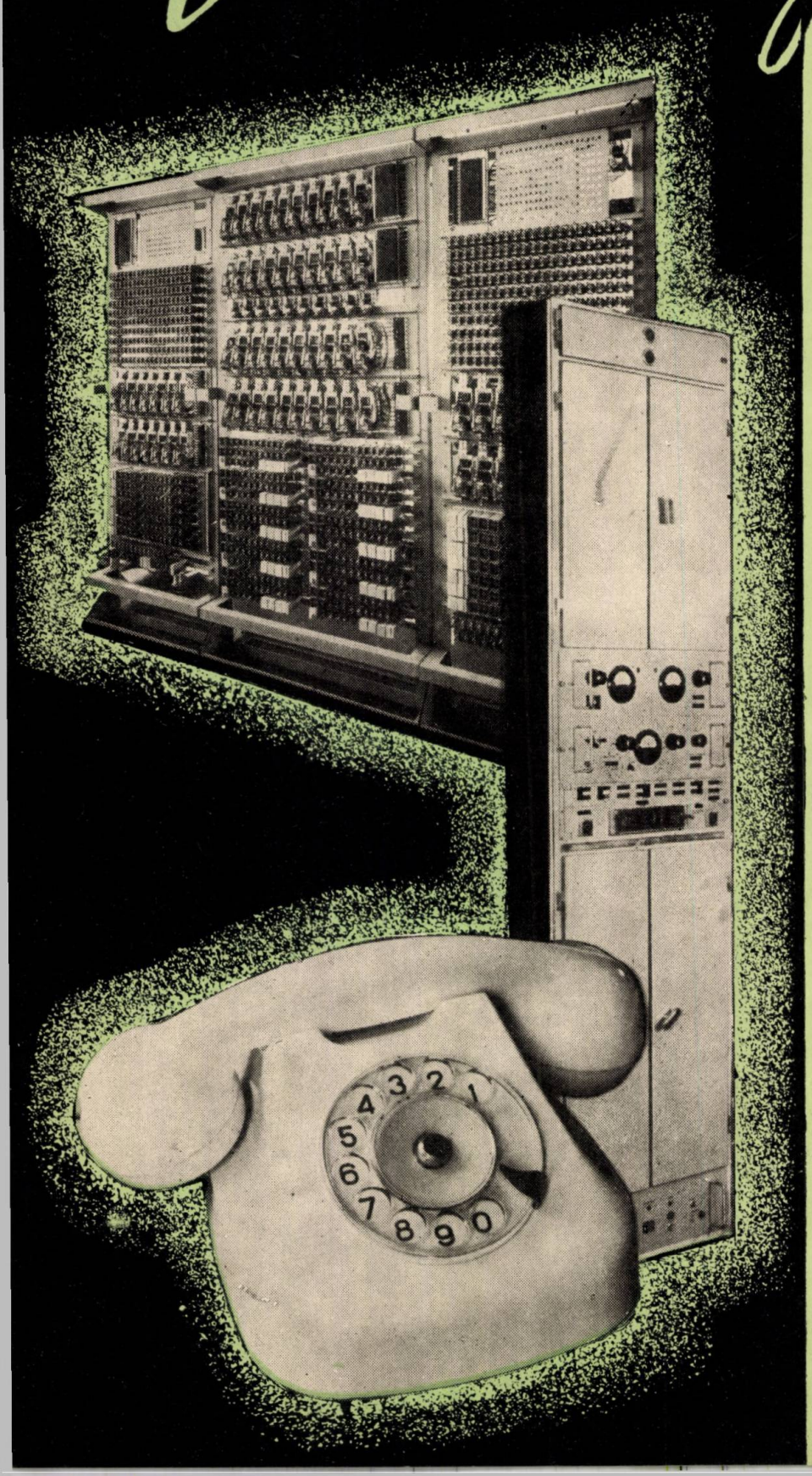
Automatica și Electronica



E2551

VOL. 7
1963
Nr. 4
IULIE
AUGUST
P. 145—192
BUCUREȘTI

Uzina Electromagnetica



INTREPRINDERE DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC
BUCUREȘTI
Calea Rahovei nr 266 - 268

LIVREAZĂ:

- Centrale telefonice automate
- Echipamente de curenți purtători
- Telefoane automate, B.C. și speciale
- Amplificatoare telefonice S.C.B.
- Elemente electronice de telecomandă și telecomunicații

UEM

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 7 (1963) nr. 4 (iulie – august), p. 145—192

CUPRINS

CZ 621—523.2.001.24 : 517.432.1

BELEA, C. :

Invarianții soluției ecuației dinamice și utilizarea lor la sinteza sistemelor automate.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 145—148

În lucrare se prezintă modul de aplicare a invarianților soluției unei ecuații diferențiale la sinteza sistemelor automate.

CZ 621.372.2.011.2 : 621.315.1.041.1

RULEA, GH. și RAICU, D. :

Variația impedanței de intrare a liniei de transmisiune terminată pe sarcină variabilă cu frecvența.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 149—155

Se analizează variația impedanței de intrare a unei linii având o sarcină variabilă cu frecvența. Se generalizează diagrama cercului și se determină factorul de calitate echivalent al liniei în sfert de lungime de undă terminată pe un circuit rezonant.

CZ 621.3.062.3.004.6 : 621.395.342.2

TANASICIUC, C. :

Siguranța schemelor de comutație statică.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 155—159

Se deduc expresiile probabilităților care caracterizează siguranța schemelor de comutație statică și se indică metoda de calcul pentru scheme concrete. Se dau exemple de utilizare a metodei expuse.

CZ 531.718 : 621.317.39 : 621.941

MANGIUREA, F.O. :

Metodă și aparat pentru controlul preventiv statistic al dimensiunilor pieselor fabricate într-un atelier de strunguri automate.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 159—165

În articol se prezintă un aparat pentru analiza statistică premergătoare controlului statistic propriu-zis și pentru controlul periodic preventiv al dimensiunilor pieselor prelucrate la mașinile-unelte universale.

CZ 621—522/523

HERSCOVICI, H., ROISMAN, W. și MĂRCUȚ, I. :

Traductoare și convertoare presiune-curent și curent-presiune, pentru utilizare în instalații de reglare automată.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 166—173

În lucrare se descriu traductoarele de deplasare și presiune și blocurile convertoare tensiune alternativă-curent continuu și curent continuu-presiune. Aceste aparate sînt destinate utilizării în instalațiile de automatizare.

CZ 621.382.3 : 536.212

PAUKER, V. :

Rezistența termică a tranzistorului EF-T de joasă frecvență și mică putere.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 174—179

În lucrare se expun principiile de calcul pentru rezistența termică a tranzistoarelor, parametru necesar stabilirii puterii maxime a tranzistoarelor.

CZ 621.372.2 : 621.382.3

NEGOIȚĂ, C. :

Considerații asupra brevetabilității schemelor cu tranzistoare

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 179—181

În articol se face o prezentare a modului de brevetabilitate a tranzistorului ca element și al schemelor cu tranzistoare.

NOTE	182—185
ACTUALITĂȚII	185—187
RECENZII	188
DOCUMENTARE	188—191
CRONICĂ	191—192

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA, ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. I. LĂZĂROIU.; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Met lurgiei și Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația București, Str. Ion Ghi nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, Telefon: 13.84.16. Revista este editată M.M.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile p achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nost de virament: Publicațiile Tehnice M.M.C.M. — cont 026002 B.R.P.R. Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicie și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinder Poligrafică Informația Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 3414

40545

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI 883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VII (pag. 145–192 nr. 4, iulie-august București, 1963

C. BELEA

Invarianții soluției ecuației dinamice și utilizarea lor la sinteza sistemelor automate

1. Invarianții soluției generale a ecuației diferențiale ordinare liniare cu coeficienți constanți

Ecuația diferențială ordinară cu coeficienți constanți

$$x^{(n)}(t) + \lambda_1 x^{(n-1)}(t) + \ldots + \lambda_n x(t) = 0 \qquad (1)$$

are soluția generală

$$X(t) = U(t)\, X_0, \qquad (2)$$

unde :

$$X(t) = \begin{Vmatrix} x(t) \\ x'(t) \\ \vdots \\ x^{n-1}(t) \end{Vmatrix}; \quad U(t) = \begin{Vmatrix} U_{11}(t) & U_{12}(t) \ldots U_{1n}(t) \\ U_{21}(t) & U_{22}(t) \ldots U_{2n}(t) \\ \cdots & \cdots \\ U_{n1}(t) & U_{n2}(t) \ldots U_{nn}(t) \end{Vmatrix};$$

iar $X_0 = X(0)$. Evident, matricea fundamentală $U(t)$ satisface relația :

$$U(0) = E, \qquad (3)$$

unde E reprezintă matricea unitate de ordinul n.

Se va arăta că matricea fundamentală $U(t)$ admite n invarianți.

Soluția generală a ecuației (1) mai poate fi scrisă și sub forma :

$$X(t) = V(t)\, C, \qquad (4)$$

unde :

$$V(t) = \begin{Vmatrix} e^{\rho_1 t} & e^{\rho_2 t} \ldots & e^{\rho_n t} \\ \rho_1 e^{\rho_1 t} & \rho_2 e^{\rho_2 t} \ldots & \rho_n e^{\rho_n t} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_1^{n-1} e^{\rho_1 t} & \rho_2^{n-1} e^{\rho_2 t} \ldots & \rho_n^{n-1} e^{\rho_n t} \end{Vmatrix}; \quad C = \begin{Vmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_n \end{Vmatrix} \qquad (5)$$

Cu $\rho_1, \rho_2, \ldots \rho_n$ s-au notat rădăcinile ecuației caracteristice

$$\rho^n + \lambda_1 \rho^{n-1} + \ldots + \lambda_{n-1} \rho + \lambda_n = 0, \qquad (5')$$

care, fără a micșora gradul de generalitate, se vor considera simple, iar cu $C_1, C_2, \ldots, C_n$ — constantele de integrare.

Din soluția (4), pentru $t = 0$ se obține :

$$C = V^{-1}(0)\, X_0$$

și cu ajutorul acestei expresii se elimină din (4) constantele de integrare C :

$$X(t) = V(t)\, V^{-1}(0)\, X_0. \qquad (6)$$

Expresiile (2) și (6) pentru același X_0 reprezintă una și aceeași soluție $X(t)$. În consecință, pentru orice t se poate scrie :

$$U(t) = V(t)\, V^{-1}(0). \qquad (7)$$

Rezultă deci că relația (3) este satisfăcută.

Dacă în relația matricială (7) se introduc elementele matricelor $U(t)$, $V(t)$, $V^{-1}(0)$ și se efectuează operațiile necesare, atunci se obțin n^2 relații scalare de forma :

$$U_{ij}(t) = a_{ij1} e^{\rho_1 t} + a_{ij2} e^{\rho_2 t} + \ldots + a_{ijn} e^{\rho_n t} \qquad (i, j = 1, 2, \ldots, n), \qquad (8)$$

unde a_{ijk} sînt coeficienți care depind exclusiv de rădăcinile $\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_n$ și între care există relațiile :

$$a_{i1k} + \rho_i a_{i2k} + \ldots + \rho_i^{n-1} a_{ink} = 0, \qquad (i, k = 1, 2, \ldots, n;\ i \neq k) \qquad (9)$$

$$a_{k1k} + \rho_k a_{k2k} + \ldots + \rho_k^{n-i} a_{knk} = \rho_k^{k-1}, \qquad (k = 1, 2, \ldots, n).$$

După cîteva transformări, din relațiile (8), ținînd seamă de relațiile (9), se obțin următoarele relații :

$$U_{in}(t)\, \rho_k^n + [U_{in-1}(t) - U_{i+1n}(t)\, \rho_k^{n-1} + \ldots + U_{i1}(t) - U_{i+12}(t)]\, \rho_k - U_{i+11}(t) = 0; \qquad (i = 1, 2, \ldots, n-1),$$

care sînt satisfăcute pentru toate rădăcinile $\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_n$ ale ecuației caracteristice (5). Aceasta înseamnă că pentru toți indicii $i = 1, 2, \ldots, n-1$ trebuie să fie :

$$\left.\begin{aligned} &\frac{U_{in-1}(t) - U_{i+1n}(t)}{U_{in}(t)} = \lambda_1 ; \\ &\frac{U_{in-2}(t) - U_{in+1n-1}(t)}{U_{in}(t)} = \lambda_2 ; \\ &\qquad\qquad \ldots \\ &\frac{U_{i1}(t) - U_{i+12}(t)}{U_{in}(t)} = \lambda_{n-1} ; \\ &\frac{U_{i+11}(t)}{U_{in}(t)} = \lambda_n \end{aligned}\right\} \quad \begin{aligned} &U_{in}(t) \neq 0 \qquad (10) \\ &(i = 1, 2, \ldots, n-1). \end{aligned}$$

S-au obținut în felul acesta $n^2 - n$ rapoarte invariante (independente de variabila t) egale cu coeficienții ecuației diferențiale (1).

Dar soluția (2) a ecuației diferențiale (1) este complet determinată cînd se cunosc coeficienții $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$. Prin urmare matricea fundamentală $U(t)$ se determină complet și univoc prin acești coeficienți. Aceasta înseamnă că, în afară de cele n^{2-n} relații (10), între elementele matrice fundamentale $U(t)$ și coeficienții λ trebuie să mai existe încă n relații. Urmează să se găsească și aceste relații.

În lucrarea [1] se demonstrează că matricea $U(t)$ poate fi determinată cu ajutorul formulei :

$$U(t) = P^{-1}(t) - E,$$

unde :

$$P(t) = \frac{1}{2}E + \frac{1}{4}\Lambda t - \frac{1}{48}(\Lambda t)^3 + \frac{1}{480}(\Lambda t)^5 \ldots \quad (t < t_c) ; \qquad (11)$$

$$\Lambda = \begin{Vmatrix} 0 & -1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \ldots & 0 & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & -1 \\ \lambda_n & \lambda_{n-1} & \lambda_{n-2} & \ldots & \lambda_2 & \lambda_1 \end{Vmatrix} . \qquad (12)$$

Una dintre relațiile căutate este formula lui Liuville : $\det U(t) = e^{-\lambda_1 t}$, în care apare coeficientul λ_1, singurul element nenul de pe diagonala principală în matricea (12). Dacă se va face ca și ceilalți coeficienți să treacă prin diagonala principală, atunci se va obține încă $n - 1$ relații de forma (13). Pentru aceasta va trebui ca ultima linie a matricei (12) să schimbe locul pe rînd cu toate celelalte linii.

Aceste operații se pot realiza cu ajutorul unor matrice ajutătoare de forma :

$$E_{n\,n-1} = \begin{Vmatrix} 1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \ldots & 1 & 0 \end{Vmatrix} \qquad (13)$$

Se vede că sistemul de ecuații

$$E_{n\,n-1}\,X'(t) + (E_{n\,n-1}\Lambda)\,E_{n\,n-1}\,X(t) = 0 \qquad (14)$$

diferă de sistemul inițial.

$$X'(t) + \Lambda\,X(t) = 0$$

numai prin aceea că ultimele două ecuații din primul are ordinea schimbată. Notațiile pentru X și Λ sînt aceleași în ambele sisteme.

Sistemul (14) mai poate fi scris și sub forma :

$$E_{n\,n-1}[X'^{(t)} + \lambda\,E_{n\,n-1}X^{(t)}] = 0 \qquad (15)$$

cum însă $E_{n\,n-1}$ este o matrice nesingulară, din (15) rezultă :

$$X'^{(t)} + (\Lambda\,E_{n\,n-1})\,X^{(t)} = 0 \qquad (16)$$

Integrîndu-se sistemul (16), se obține :

$$X(t) = \overline{U}(t)\,X_0 ,$$

unde :

$$\overline{U}(t) = \overline{P}^{-1}(t) - E,$$

$$\overline{P}(t) = \frac{1}{2}E + \frac{1}{4}\Lambda t E_{n\,n-1} - \frac{1}{48}(\Lambda t E_{n\,n-1})^3 + \frac{1}{480}(\Lambda t E_{n\,n-1})^5 \ldots \quad (t < t_c) \qquad (17)$$

$$\det \overline{U}(t) = e^{(1-\lambda_2)\,t}. \qquad 18)$$

Matricea fundamentală $\overline{U}(t)$ a sistemului (16) se poate exprima în funcție de matricea fundamentală $U(t)$ a sistemului inițial cu ajutorul formulei aproximative *.

$$\overline{U}(t) = \{[U(t) - E]^{-1}\,E_{n\,n-1} + \frac{1}{2}(E - E_{n\,n-1})\}^{-1} - E,$$

care se obține eliminînd pe Λ din primele aproximații ale dezvoltărilor (11) și (17) și trecînd mai departe la matricele $U(t)$ și respectiv $\overline{U}(t)$.

Repetînd acest procedeu :

$$\det \overline{\overline{U}}(t) = e^{-\lambda_3 t} \qquad (19)$$

$$\overline{\overline{U}}(t) = \{[U(t) - E]^{-1}\,E_{n\,n-2} + \frac{1}{2}(E - E_{nn-2})\}^{-1} - E$$

$$\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$$

$$\det U^{n-1}(t) = e^{-\lambda_n t} \qquad (20)$$

* Formulele exacte, care exprimă legătura dntre matricea $U(t)$ și matricea $\overline{U}(t), \ldots$, au forma :

$$\overline{U}(t) = \int_0^t [E + D_t\,U(t)\,dt\,E_{n\,n-1}]$$

$$\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$$

unde : $D_t\,U(t) = \frac{d\,U(t)}{dt}\,[U(t)]^{-1}$

$$U^{n-1}(t) = \{[U(t) - E]^{-1} E_{n1} + \frac{1}{2}[E - E_{n1}]\}^{-1} - E$$

unde:

$$E_{n\,n-2} = \left\| \begin{array}{cccccc} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\|, \dots,$$

$$E_{n1} = \left\| \begin{array}{cccc} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{array} \right\|.$$

Prin urmare, s-au obţinut cele n relaţii căutate sub forma (13), (18), (19), (20). Aceste relaţii pot fi aduse la forma:

$$\lambda_1 = -\frac{1}{t}\ln \det U(t),\ \lambda_2 = 1 - \frac{1}{2}\ln \det \overline{U}(t),$$

$$\lambda_3 = -\frac{1}{t}\ln \det \overline{\overline{U}}(t), \dots, \qquad (21)$$

$$\lambda_n = -\frac{1}{t}\ln \det U^{n-1}(t).$$

Relaţiile (10) şi (21) pot fi scrise împreună sub forma celor n invarianţi ai matricei fundamentale $U(t)$ [2]:

$$I_1 = \frac{U_{1n-1}(t) - U_{2n}(t)}{U_{1n}(t)} = \dots = \frac{U_{n-1n-1}(t) - U_{nn}(t)}{U_{n-1n}(t)} = -\frac{1}{t}\ln \det U(t) = \lambda_1,$$

$$I_2 = \frac{U_{1n-2}(t) - U_{2n-1}(t)}{U_{1n}(t)} = \dots = \frac{U_{n-1\,n-2}(t) - U_{n\,n-1}(t)}{U_{n-1\,n}(t)} = 1 - \frac{1}{t}\ln \det \overline{U}(t) = \lambda_2,$$

. . . . . .

$$I_{n-1} = \frac{U_{11}(t) - U_{22}(t)}{U_{1\,n}(t)} = \dots = \frac{U_{n-11}(t) - U_{n2}(t)}{U_{n-1\,n}(t)} = -\frac{1}{t}\ln \det U^{n-2}(t) = \lambda_{n-1},$$

$$I_n = -\frac{U_{21}(t)}{U_{1n}(t)} = \dots = -\frac{U_{n1}(t)}{U_{n-1n}(t)} = -\frac{1}{t}\ln \det U^{n-1}(t) = \lambda_n,$$

$$U_{1n}(t),\ U_{2n}(t), \dots, U_{n-1n}(t) \neq 0.$$

Printre altele, invarianţii $I_1, I_2, \dots, I_n$ pot fi utilizaţi la rezolvarea următoarelor probleme:

a. Integrarea ecuaţiilor diferenţiale de forma (1) fără a mai rezolva ecuaţia caracteristică (5). Soluţia astfel obţinută va depinde numai de coeficienţii $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ ai ecuaţiei diferenţiale şi va fi unică dacă se va impune condiţia (3).

b. Dacă se cunoaşte matricea fundamentală $U(t)$ într-un moment dat se poate determina matricea $U(\gamma t)$ pentru orice valoare reală γ. Matricea $U(\gamma t)$ poate reprezenta soluţia ecuaţiei diferenţiale, la o altă scară a variabilei t, sau puterea γ a matricei $U(t)$:

$$U(\gamma t) = [U(t)]^{\gamma}.$$

c. Sinteza sistemelor dinamice, în particular sinteza sistemelor automate, pornind de la caracteristicile dinamice dorite ale acestora.

2. Utilizarea invarianţilor la sinteza sistemelor automate liniare

Problema sintezei sistemelor automate liniare poate fi formulată astfel: să se determine coeficienţii ecuaţiei dinamice a sistemului automat astfel încît traiectoria de fază a sistemului, definită prin condiţiile iniţiale corespunzătoare caracteristicii de timp, să treacă prin n puncte date, n fiind ordinul sistemului automat.

Se începe cu cazul sistemelor, a căror funcţie de transfer are forma:

$$Y(s) = \frac{\mu_n}{s^n + \lambda_1 s^{n-1} + \dots + \lambda_n}. \qquad (22)$$

Caracteristica de timp a acestor sisteme se defineşte prin soluţia ecuaţiei diferenţiale

$$(p^n + \lambda_1 p^{n-1} + \dots + \lambda_n) y(t) = \mu_n, \left(p \equiv \frac{d}{dt}\right) \qquad (23)$$

corespunzătoare condiţiilor iniţiale nule.

Ecuaţia diferenţială (23) poate fi redusă la o ecuaţie omogenă de forma:

$$(p^n + \lambda_1 p^{n-1} + \dots + \lambda_n)\, x(t) = 0, \qquad (24)$$

unde:

$$x(t) = y(t) - \frac{\mu_n}{\lambda_n}, \qquad (25)$$

Ecuaţia diferenţială (24) se va integra pentru condiţiile iniţiale:

$$x(0) = -\frac{\mu_n}{\lambda_n},\ x'(0) = \dots = x^{(n-1)}(0) = 0. \qquad (26)$$

Dacă se pune condiţia ca în n puncte echidistanţate* $t = k\tau$, $(k = 1, 2, \dots, n)$ carac-

* Problema se poate generaliza la puncte neechidistante, deoarece invarianţii matricei fundamentale ne permit să determinăm matricea $U(\gamma\tau)$ pentru orice γ atunci cînd se cunoaşte $U(\tau)$.

teristica $y(t)$, respectiv soluţia ecuaţiei omogene $x(t)$ să ia valorile date :

$$x(k\tau) = x_k \ (k = 1, 2, \ldots, n), \tag{27}$$

atunci, cele n^2 ecuaţii de forma :

$$X(k\tau) = U(\tau)\, X[(k-1)\tau] \ (k = 1, 2, \ldots, n), \tag{28}$$

vor avea ca necunoscute n^2 elemente $U_{ij}(\tau)$ şi $n^2 - n$ derivate $x'(k\tau)$, $x''(k\tau)$, ..., $x^{n-n}(k\tau)$, adică în total $2n^2 - n$. Adăugînd la cele n^2 relaţii (28) pe cele n^2 relaţii invariante (10) şi (21) se obţin în total $2n^2$ ecuaţii. Dar relaţiile invariante (10) şi (21) introduc încă n necunoscute şi anume : coeficienţii λ_1, λ_2, ... λ_n, a căror determinare constituie obiectul sintezei. Prin urmare numărul ecuaţiilor şi numărul necunoscutelor coincid. Pentru rezolvarea acestor ecuaţii se pot stabili algoritmii corespunzători.

În ce priveşte coeficientul μ_n, aceasta se determină din condiţia erorii statice admise $\varepsilon\infty$:

$$\lim_{t\to\infty} x(t) = {}^{\varepsilon}\infty = 1 - \frac{\mu_n}{\lambda_n},$$

de unde :

$$\mu_n = (1 - {}^{\varepsilon}\infty)\, \lambda_n. \tag{29}$$

De exemplu, în cazul sistemelor astatice ${}^{\varepsilon}\infty = 0$ şi relaţia (29) devine :

$$\mu_n = \lambda_n.$$

Sistemul dinamic care se obţine în urma procesului de sinteză descris poate să nu corespundă sub raportul suprareglajului, numărului de oscilaţii şi chiar timpului de reglaj admis, deoarece între cele n puncte date caracteristica de timp poate varia oricum. Pentru a înlătura această deficienţă este necesar să fie condiţionată şi prima derivată a procesului $x(t)$ în toate aceste puncte :

$$x'(k\tau) = x'_k \ (k = 1, 2, \ldots, n). \tag{30}$$

Procesul se va apropia şi mai mult de caracteristica dorită, dată prin cele n puncte, dacă se introduc în calcule şi derivatele superioare :

$$x''(k\tau) = x''_k \quad (k = 1, 2, \ldots, n) \tag{31}$$

$$x'''(k\tau) = x'''_k \quad (k = 1, 2, \ldots, n) \tag{32}$$

Cu introducerea fiecărei noi derivate, începînd cu elementele (30), cîte n din necunoscutele problemei devin cunoscute şi numărul ecuaţiilor depăşeşte numărul necunoscutelor. În acest caz cîte n din ecuaţiile (28) devin inutile. Prin urmare, dacă se folosesc condiţiile (30), (31), (32) etc. atunci ecuaţiile (28) pentru $k = n$, $n - 1$, $n - 2$ etc. devin inutile. În consecinţă, precizarea caracteristicii sistemului între punctele date prin fixarea derivatelor reduce numărul de puncte cu cîte o unitate pentru fiecare ordin de derivate impuse iniţial.

Se remarcă de asemenea că prin introducerea condiţiilor (30), (31), (32), alături de condiţiile fundamentale (27), o parte din termenii ecuaţiilor (28) devin liniari şi problema sintezei se uşurează.

Se trece apoi la cazul general, cînd funcţia de transfer a sistemului are forma :

$$Y(s) = \frac{\mu_{n-m}\, S^m + \mu_{n-m+1}\, S^{m-1} + \ldots + \mu_n}{p^n + \lambda_1 p^{n-1} + \ldots + \lambda_n} \ (m < n). \tag{33}$$

Caracteristica de timp a unui astfel de sistem reprezintă soluţia ecuaţiei diferenţiale :

$$\begin{gathered}(p^n + \lambda_1 p^{n-1} + \ldots + \lambda_n)\, y(t) = \mu_n + \\ + \mu_{n-1}\delta(t) + \ldots + \mu_{n-m}\delta^{(m-1)}(t), \left(p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right),\end{gathered} \tag{34}$$

corespunzătoare condiţiilor iniţiale nule. Ecuaţia diferenţială (34) poate fi redusă la forma (23) dacă se introduc condiţiile iniţiale, date de sistemul de ecuaţii [1, 2] :

$$\begin{gathered}y_0^{(n-m)} = \mu_{n-m} \\ \lambda_1 y_0^{(n-m)} + y_0^{(n-m+1)} = \mu_{n-m+1} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \lambda_{n-1}\, y_0^{(n-m)} + \lambda_{n-2}\, y_0^{(n-m+1)} + \ldots + \\ + y_0^{(n-1)} = \mu_{n-1}.\end{gathered} \tag{35}$$

Cu aceasta, problema sintezei se reduce la cazul precedent. Deosebirea constă numai în aceea că cele m ecuaţii (35), pe lîngă m coeficienţi noi necunoscuţi μ_{n-m}, μ_{n-m+1}, μ_{n-1}, mai introduc tot atîtea condiţii iniţiale nenule $y_0^{(n-m)}, y_0^{(n-m+1)}$, ..., $y_0^{(n-1)}$. Dacă se dau aceste condiţii iniţiale, atunci ecuaţiile (35) determină complet coeficienţii μ_{n-m}, μ_{n-m+1}, ..., μ_{n-1}, după ce coeficienţii λ_1, λ_2, ..., λ_n au fost calculaţi. Dar aceasta ar însemna o utilizare neraţională a ecuaţiilor (35). În realitate se poate impune caracteristicii de timp dorite alte condiţii mai efective. Astfel, în varianta iniţială, pe lîngă valorile (27) se mai pot fixa şi un număr de m derivate de ordinul I. Pentru aceste derivate, evident, nu va trebui să se reducă numărul punctelor de definire a caracteristicii de timp dorite.

Mai departe problema sintezei se rezolvă ca şi în cazul precedent.

BIBLIOGRAFIE

[1] Belea, C. C. *Metod integrirovania nekotorîh uravnenii sistem avtomaticeskovo regulirovania.* În : Izvestia, A.N. S.S.S.R., OTN, Energhetika i avtomatika nr. 2, 1962.

[2] Belea, C. C. *Nekotorîe novîe metodi v teorii avtomaticeskovo regulirovania.* Doktorskaia dissertaţia, VVIA im. Jukovskovo, Moscova, 1962.

GH. RULEA şi D. RAICU

Variaţia impedanţei de intrare a liniei de transmisiune terminată pe sarcină variabilă cu frecvenţa

În studiul liniei de transmisiune terminate pe sarcină rezistivă, în multe lucrări se consideră că sarcina ar fi independentă de frecvenţă. În realitate, în marea majoritate a instalaţiilor utilizate în radiocomunicaţii, se utilizează ca sarcină un circuit rezonant acordat şi nu un rezistor.

În acest caz, impedanţa de intrare a liniei de transmisiune depinde de frecvenţă direct şi prin intermediul sarcinii.

Curbele de variaţie a impedanţei cu frecvenţa şi modul de utilizare a diagramei cercului se modifică în raport cu cazul sarcinii-rezistor.

Lucrarea îşi propune să pună în evidenţă modificările introduse de variaţia sarcinii asupra impedanţei de intrare în cîteva cazuri mai frecvente. Rezultatele pot fi aplicate, în microunde, ghidurilor terminate pe diafragme cu fante inductive şi capacitive sau pe ferestre rezonante.

Se stabilesc şi circuitele echivalente pentru linia utilizată ca circuit rezonant şi terminată pe circuit rezonant.

În cele ce urmează se analizează cazul liniei fără pierderi, cu sarcină :

1) inductivă (variaţie liniară cu frecvenţa);

2) capacitivă (variaţie hiperbolică cu frecvenţa);

3) circuit derivaţie $Z_s = \dfrac{Z_0}{1 + \mathrm{j}\beta_c Q_c}$.

Impedanţa la intrarea liniei de transmisiune poate fi exprimată sub formele :

$$Z_i = R_0 \frac{Z_s + \mathrm{j}R_0 \operatorname{tg} \beta l}{R_0 + \mathrm{j}Z_s \operatorname{tg} \beta l}; \qquad (1)$$

$$Z_i = \mathrm{j}R_0 \operatorname{tg} (\beta l + \varphi) \qquad (2)$$

şi

$$Z_i = R_0 \frac{1 + |\rho| e^{-2\mathrm{j}(\beta l + \psi)}}{1 - |\rho| e^{-2\mathrm{j}(\beta l + \psi)}}, \qquad (3)$$

unde :

$$R_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{Z_s}{\mathrm{j}R_0},$$

iar : $\rho = |\rho| e^{-2\mathrm{j}\psi}$ este coeficientul de reflexie. Fiecare dintre formulele notate sînt mai uşor de aplicat în anumite cazuri şi anume : (1) şi (2) cînd este necesar să se determine deplasarea nulurilor şi polilor faţă de cazul liniei în gol sau scurtcircuit ; a treia relaţie (3) permite să se stabilească cum se poate generaliza diagrama cercului.

1. Sarcina variază liniar cu frecvenţa

$$Z_s = \mathrm{j}X_s = \mathrm{j}\omega L.$$

Considerînd că frecvenţa f_0 corespunde frecvenţei la care lungimea liniei devine $l = \frac{\lambda}{4}$, şi notînd $Q = \frac{\omega_0 L}{R_0}$ şi $\frac{f}{f_0} = F$, relaţia (1) devine :

$$Z_i = \mathrm{j}R_0 \frac{QF + \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot F}{1 - QF \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} F} \qquad (1\,a)$$

şi relaţia (2) :

$$Z_i = \mathrm{j}R_0 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} F + \operatorname{arc\,tg}\, QF\right). \qquad (2\,a)$$

Impedanţa de intrare este pur reactivă şi, conform teoremei lui Foster, este continuu crescătoare.

Din relaţia (1) se constată că o linie în scurtcircuit are ca impedanţă de intrare raportată :

$$Z_{sc} = -\mathrm{j}\frac{Z_i}{R_0} = \operatorname{tg}\frac{\pi}{2} F,$$

aşa încît relaţia (1 a) ia forma :

$$Z_i = \mathrm{j}R_0 \frac{QF + Z_{sc}}{1 - QZ_{sc}}. \qquad (1\,b)$$

Această relaţie permite să ne facem o idee despre deplasarea nulurilor şi a polilor în raport cu variaţia impedanţei de gol a liniei.

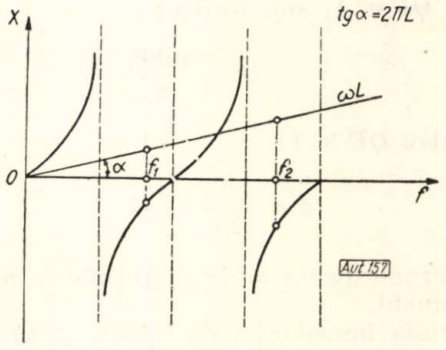


Fig. 1. Influenţa sarcinii inductive asupra nulurilor impedanţei de intrare a liniei fără pierderi.

Nulurile reactanţei Z_i sînt date în relaţia :

$$QF + Z_{sc} = 0, \qquad (4)$$

care reprezintă intersecţiile succesive ale unei drepte cu curba tangentă (fig. 1).

La valori mici ale inductanței sau frecvenței, deplasarea nulurilor este mică, iar pentru inductanțe sau frecvențe mari nulurile se deplasează spre polii impedanței Z_{sc} și deci încep să se așeze ca la o linie în gol.

Poziția polilor impedanței Z_i se deduce din :

$$1 - QFZ_{sc} = 0 \tag{5}$$

sau din :

$$-\frac{1}{QF} + Z_{sc} = 0, \tag{6}$$

în care $-\frac{1}{QF}$ reprezintă o reactanță capacitivă care se însumează cu impedanța de scurt-circuit (fig. 2).

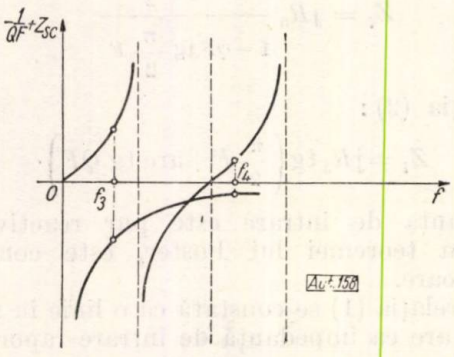


Fig. 2. Influența sarcinii inductive asupra polilor impedanței de intrare a liniei fără pierderi.

Rezultă că influența puternică a deplasării polilor impedanței Z_i are loc la frecvențe joase sau la L mic, ceea ce concordă cu faptul că la frecvențe sau L mare linia se prezintă ca în gol.

Prezentarea aceasta este calitativă.

Funcția $\varphi = \text{arc tg } QF$ poate fi exprimată, pentru $QF \ll 1$, sub forma :

$$\varphi = QF - \frac{(QF)^3}{3}; \tag{7}$$

iar pentru $QF \gg 1$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{QF}, \tag{8}$$

prin dezvoltare în serie și reținerea primilor doi termeni.

Expresia impedanței de intrare (2 a) devine pentru $QF < 1$:

$$Z_i = \mathrm{j} R_0 \operatorname{tg}\left[\frac{\pi}{2} F + QF - \frac{(QF)^3}{3}\right], \tag{9}$$

iar pentru $QF > 1$:

$$Z_i = \mathrm{j} R_0 \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{2} F - \frac{1}{QF}\right). \tag{10}$$

Pentru aceleași cazuri se obțin nulurile la frecvențele :

$$f \approx n \cdot \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{Q}{\pi}} \cdot f_0; \quad QF < 1 \tag{11}$$

$$f \approx (2n+1)\frac{1}{2}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{2}{\left(n+\frac{1}{2}\right)^2 \pi Q}}\right) \cdot f_0; QF > 1. \tag{12}$$

Polii impedanței sînt situați la frecvențele :

$$f = \frac{n + \frac{1}{2}}{\frac{1}{2} + \frac{Q}{\pi}} \cdot f_0, \quad QF < 1; \tag{13}$$

$$f = \frac{n}{2} 1 + \sqrt{1 + \frac{2}{n^2 \pi Q}}\, f_0, \; QF > 1. \tag{14}$$

Din relațiile (7) și (8) se poate calcula lungimea echivalentă cu care se scurtează o antenă (asimilată cu o linie de transmisiune) cînd i se conectează o inductanță la bază.

Știind că : $\varphi = \beta l_e = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_e$, (15)

unde l_e este lungimea echivalentă, rezultă :

$$l_e = \frac{L}{L_0}\left[1 - \frac{(QF)^2}{3}\right]; \; QF < 1, \tag{16}$$

adică în primă aproximație, pentru $QF < 1$, *scurtarea echivalentă introdusă de o inductanță conectată la baza antenei este dată de raportul dintre valoarea inductanței conectate și valoarea inductanței pe unitatea de lungime a liniei.*

În cazul $QF > 1$ rezultă :

$$l_e = \frac{\lambda}{4} - \frac{1}{(QF)^2} \cdot \frac{L}{L_0} \quad QF > 1. \tag{17}$$

2. Sarcina variază hiperbolic cu frecvența

$$Z_s = \mathrm{j} X_s = -\mathrm{j}\frac{1}{\omega C}.$$

Se notează $Q = \frac{1}{\omega_0 CR}$

și impedanța de intrare devine :

$$Z_i = \mathrm{j} R_0 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} F - \text{arc tg } \frac{Q}{F}\right) \tag{18}$$

sau dacă se dezvoltă în serie arc tg $\frac{Q}{F}$ și se rețin primii doi termeni, rezultă impedanțele :

$$Z_i = \mathrm{j} R_0 \operatorname{tg}\left[\frac{\pi}{2} F - \frac{Q}{F} + \frac{1}{3}\left(\frac{Q}{F}\right)^2\right]; \frac{Q}{F} < 1 \tag{19}$$

şi

$$Z_i = -\,jR_0 \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{2}+\frac{1}{Q}\right)F\,; \quad \frac{Q}{F}>1. \tag{20}$$

Nulurile impedanţelor vor fi date de :

$$\frac{\pi}{2}F-\frac{Q}{F}+\frac{1}{3}\left(\frac{Q}{F}\right)^3 = n\pi\,; \quad \frac{Q}{F}<1$$

şi

$$\left(\frac{\pi}{2}+\frac{1}{Q}\right)F=\frac{2n+1}{2}\pi\,; \quad \frac{Q}{F}>1,$$

adică la frecvenţele :

$$f\approx n\left[1+\sqrt{1+\frac{\pi Q}{2n^2}}\right]f_0\,; \quad \frac{Q}{F}<1 \tag{21}$$

$$f\approx \frac{2n+1}{2}\cdot\frac{1}{\frac{1}{\pi Q}+\frac{1}{2}}\cdot f_0\,; \quad \frac{Q}{F}>1, \tag{22}$$

iar polii vor fi situaţi la frecvenţele :

$$f=\frac{2n+1}{2}\cdot\left[1+\sqrt{1+\frac{\pi Q}{(2n+1)^2}}\right]\cdot f_0\,; \ \frac{Q}{F}<1 \tag{23}$$

şi

$$f=\frac{n}{\frac{1}{\pi Q}+\frac{1}{2}}\cdot f_0\,; \quad \frac{Q}{F}>1\,. \tag{24}$$

Lungirea unei antene, datorită prezenţei sarcinii capacitive, va fi :

$$l_e=\frac{C_0}{C}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2\left[1-\frac{1}{3}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2\left(\frac{C_0}{C}\right)^2\right]; \ \frac{Q}{F}<1, \tag{25}$$

adică *lungirea antenei este funcţie de raportul dintre capacitatea pe unitatea de lungime a antenei şi capacitatea de sarcină şi de lungimea de undă.*

În cazul $\frac{Q}{F}>1$ se obţine :

$$l_e=\frac{\lambda}{4}\left[1+\frac{\lambda}{\pi}\cdot\frac{C_0}{C}\right]; \quad \frac{Q}{F}>1. \tag{26}$$

3. Metoda diagramei cercului

Impedanţa de intrare poate fi exprimată şi sub forma :

$$Z_i = R_0\,\frac{1+e^{-2j\left(\frac{\pi}{2}F+\operatorname{arc\,tg}QF\right)}}{1-e^{-2j\left(\frac{\pi}{2}F+\operatorname{arc\,tg}QF\right)}} \tag{27}$$

pentru sarcina inductivă şi :

$$Z_i = R_0\,\frac{1+e^{-2j\left(\frac{\pi}{2}F-\operatorname{arc\,tg}Q/F\right)}}{1-e^{-2j\left(\frac{\pi}{2}F-\operatorname{arc\,tg}Q/F\right)}} \tag{28}$$

pentru sarcina capacitivă.

Rezultă că în cazul variaţiei frecvenţei este necesar ca pe diagrama cercului de $R=0$ să se traseze o scară definită de argumentul exponenţialei.

În cazul sarcinii inductive, pentru $QF<1$ se constată că se poate considera lungimea echivalentă :

$$X=l+\frac{L}{L_0}\,, \tag{29}$$

unde l este lungimea geometrică a liniei, iar L şi L_0 au semnificaţia arătată. Pentru fiecare frecvenţă se va executa o rotaţie pe cercul $R=0$ pînă la capătul arcului $\frac{x}{\lambda}$. În cazul $QF>1$, sarcina inductivă, rezultă :

$$x=\frac{\lambda}{4}+l+\frac{L}{L_0} \tag{30}$$

Dacă sarcina este capacitivă, şi $\frac{Q}{F}<1$ rezultă :

$$x=l-\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)\frac{C_0}{C}, \tag{31}$$

unde l este lungimea geometrică a liniei.

Cînd sarcina este capacitivă şi $\frac{Q}{F}>1$:

$$x=\frac{\lambda}{4}+l+\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2\frac{C_0}{C}. \tag{32}$$

Din cele arătate rezultă că pentru sarcina inductivă şi $QF<1$ se poate considera în primă aproximaţie că arcul neraportat nu este funcţie de frecvenţă.

Relaţiile (29), (30), (31), (32) reprezintă curbe de etalonare a scării pe arcul de $R=0$.

Ele devin :

$$\alpha_1=\left(l+\frac{L}{L_0}\right)\cdot\frac{1}{C}\cdot f\,, \ \alpha_1=\frac{x}{\lambda}, \ QF<1\,; \tag{29 a}$$

$$\alpha_2=0{,}25+\left(l+\frac{L}{L_0}\right)\frac{1}{c}\cdot f, \ \alpha_2=\frac{x}{\lambda} \ QF>1; \tag{30 a}$$

$$\alpha_3=-\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{c}\cdot\frac{C_0}{C}+\frac{l}{c}f \tag{31 a}$$

$$\alpha_4=0{,}25+\frac{l}{c}\mathrm{f}+\frac{1}{(2\pi)^2}\cdot\frac{1}{f}\cdot\frac{C_0}{C}\cdot \tag{32 a}$$

Calculul se poate face direct deducînd scara pe cercul $R=0$.

În tabela 1 se dau datele pentru $Q=10$, sarcină inductivă.

Tabela 1

F	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
α	0,45	0,62	0,72	0,86	0,96	1,07	1,18	1,28	1,38	1,48
α_0	81°	113°	136°	155°	173°	193°	212°	230°	248°	266°

4. Sarcina circuit derivaţie $Z = \dfrac{Z_0}{1 + j\beta_c Q_c}$

Se ţine seamă că:

$$\beta_c Q_c = \left(F_1 - \frac{1}{F_1}\right) Q_c,$$

unde: $F_1 = \dfrac{f}{f_1}$ este raportul dintre frecvenţa de lucru curentă f şi frecvenţa de rezonanţă a circuitului f_1, iar impedanţa de intrare se poate exprima sub forma:

$$Z_i = R_0 \frac{1 - \dfrac{R_0}{Z_0}\left(F_1 - \dfrac{1}{F_1}\right) \operatorname{tg} \dfrac{\pi}{2} F + j \dfrac{R_0}{Z_0} \operatorname{tg} \dfrac{\pi}{2} F}{\dfrac{R_0}{Z_0} + j\left[\operatorname{tg} \dfrac{\pi}{2} F + \left(F_1 - \dfrac{1}{F_1}\right) Q_c \dfrac{R_0}{Z_0}\right]} \tag{33}$$

sau sub forma trigonometrică:

$$Z_i = jR_0 \operatorname{tg}\left[\frac{\pi}{2} F \operatorname{arc\,tg} \frac{Z_0}{jR_0} \cdot \frac{1}{1 + j\left(F_1 - \dfrac{1}{F_1}\right) Q_c}\right]. \tag{33 a}$$

Se constată că expresiile arătate sînt complicate şi ar trebui tabulate funcţie de Q_c de f_{0c} şi f_0 ca şi de raportul $\dfrac{R_0}{Z_0}$, care este de fapt $\dfrac{1}{\sigma}$ (σ reprezintă factorul de undă staţionară cînd circuitul de sarcină este acordat).

Exprimînd coeficientul de reflexie în modul şi fază, se pot obţine relaţiile cu care se trasează curba modulului şi scara frecvenţelor pe diagrama cercului:

$$\rho = \frac{\sigma - 1 - j\beta_c Q_c}{\sigma + 1 + j\beta_c Q_c} \tag{34}$$

Din expresia (34) a coeficientului de reflexie se constată că locul geometric $\rho = \rho(f)$ este un cerc:

$$x^2 + y^2 + \frac{2}{\sigma + 1} x + |\rho| = 0, \tag{34 a}$$

unde $\rho = x + jy$.

Centrul cercului este situat în punctul $\left(-\dfrac{1}{\sigma + 1}; 0\right)$, adică pe axa de $X = 0$ (în figura 3 centrele C_1 şi C_2 pentru $\sigma = 5$ şi $\sigma = 10$).

Se constată că cercul nu depinde de Q_c, ci numai de σ.

Pentru a stabili scara frecvenţelor (care depinde de Q_c) este necesar să se determine, de exemplu, argumentele pentru diferite valori ale lui F_1.

Pentru a determina scările se pot utiliza expresii aproximative ale modulului sau argumentului.

După fixarea scării frecvenţei se determină curba de variaţie a impedanţei prin rotirea cu βl, la fiecare frecvenţă.

Modulul coeficientului de reflexie ia valorile

$$|\rho| = \left(\frac{\sigma - 1}{\sigma + 1}\right)\left[1 + \left(F_1 - \frac{1}{F_1}\right)^2 Q_c^2 \frac{2\sigma}{(\sigma^2 - 1)^2}\right], \tag{35}$$

pentru $\dfrac{1}{\sigma} = \dfrac{R_0}{Z_0} < 1$ şi $\dfrac{\sigma - 1}{\left|F_1 - \dfrac{1}{F_1}\right| Q_c} > 1$;

iar

$$|\rho| = 1 - \frac{2\sigma}{\left(F_1 - \dfrac{1}{F_1}\right)^2 Q_c^2}, \tag{36}$$

pentru

$$\frac{\sigma + 1}{\left|F_1 - \dfrac{1}{F_1}\right| Q_c} < 1.$$

Procedînd analog, se poate exprima argumentul coeficientului de reflexie:

$$2\psi = -\left(F_1 - \frac{1}{F_1}\right) Q_c \cdot \frac{2\sigma}{\sigma^2 - 1} \tag{37}$$

şi

$$2\psi = -\frac{2\sigma}{\left(\dfrac{1}{F_1} - F_1\right) Q_c} + \pi. \tag{38}$$

Valoarea argumentului din (37) corespunde modulului din (35), iar valoarea argumentului din (38) corespunde modulului din (36), fiind considerate aceleaşi condiţii.

Cu ajutorul relaţiilor (35), (36), (37), (38) introduse în (3) se poate trasa scara pe cercul: $|\rho| \underline{|2\psi} = \rho(f) \underline{|2\psi(f)}$ în care apare influenţa circuitului de sarcină (fig. 3). Se generalizează astfel diagrama cercului (tabela 2).

Tabela 2

F_1	$\lvert\rho\rvert$	σ	2 Ψ rad	2 Ψ grade
$Q = 10$; $\sigma = 5$				
0,1	1	∞	3,04	174
0,3	0,99	199	2,81	161
0,5	0,96	49	2,47	143
0,7	0,87	8,15	1,71	96
0,9	0,7	5,66	0,83	47 30
0,95	0,67	5	0	0
$Q = 20$ $\sigma = 10$				
0,1	1	∞	3,04	174
0,3	0,99	199	2,81	161
0,5	0,98	99	2,47	143
0,7	0,93	27,6	1,71	96
0,9	0,84	11,5	0,8	37
1	0,816	10	0	0

În cazul particular cînd frecvenţa se menţine fixă, iar frecvenţa de rezonanţă a circuitului acordat se modifică (de exemplu prin variaţia parametrilor circuitului), se poate stabili cu uşurinţă modul de variaţie a impedanţei de intrare a liniei.

Într-adevăr, în acest caz se poate scrie:

$$\rho = \frac{a - jx}{b + jx} = -1 + \frac{a + b}{b + jx},$$

în care:

$$a = \frac{Z_0 - R_0}{R_0}\ ;\quad b = \frac{Z_0 + R_0}{R_0}\ ;\quad x = \beta_c Q_c.$$

Se recunoaşte uşor că la variaţia parametrului x, ρ descrie un cerc (inversul dreptei $b + jx$) cu centrul pe axa reală, trecînd prin punctele -1 şi $\frac{a}{b}$, aşa cum se vede în figura 4. Impedanţa de intrare a liniei este dată de $w = \frac{1 + z}{1 - z}$,

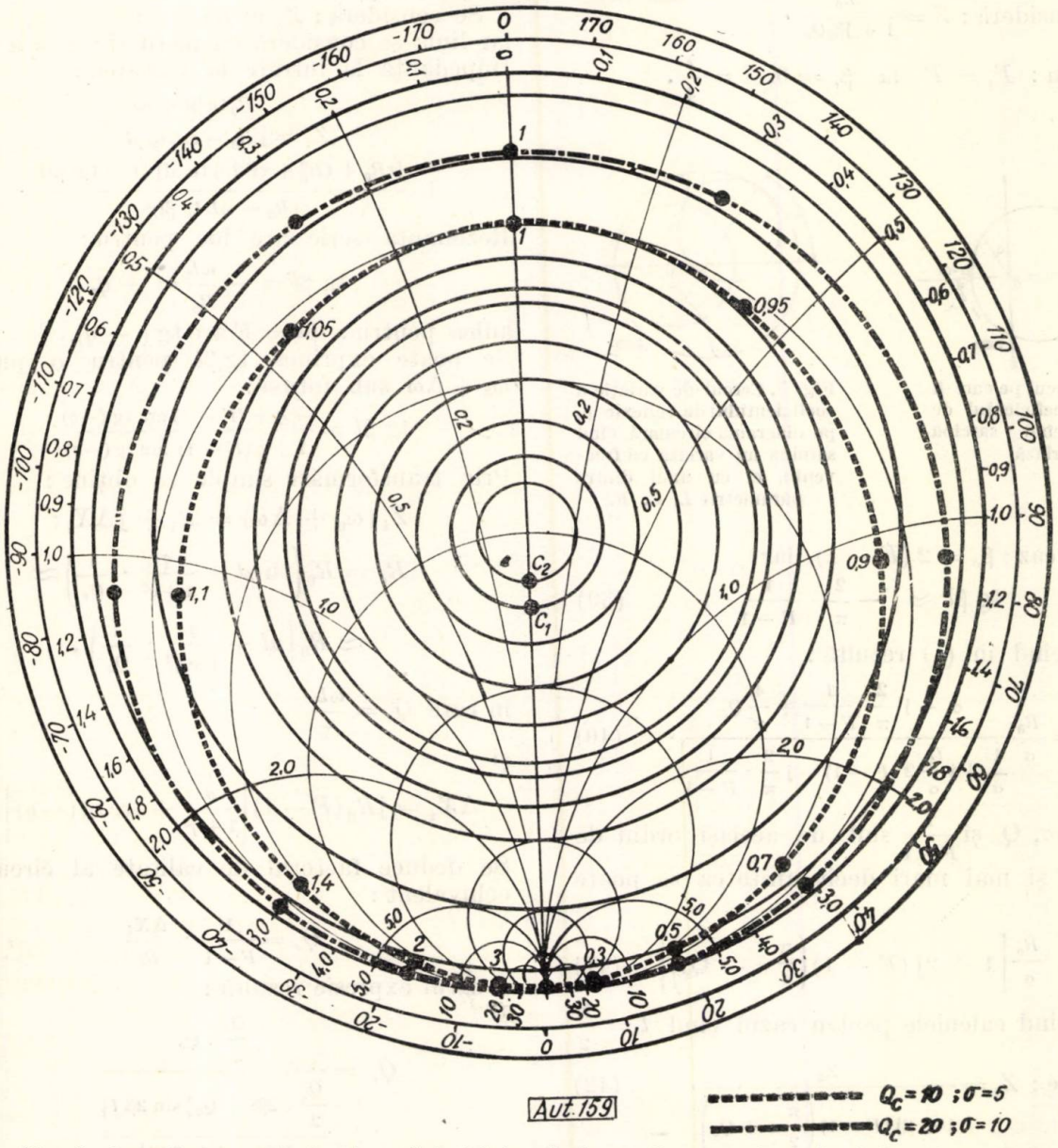


Fig. 3. Cercurile pe care le descrie coeficientul de reflexie pe diagrama circulară, cînd sarcina este un circuit rezonant derivaţie.

în care:

$$w = \frac{Z_i}{R_0}\ ;\quad z = \rho e^{-j\varphi}.$$

Aşadar, are loc o transformare conformă (dată de o funcţie omografică) care păstrează cercurile. Deci în planul diagramei circulare sau al diagramei carteziene impedanţa variază după cercuri. În figura 5 se arată modul de variaţie a impedanţei în planul diagramei circulare, sub forma unui cerc care se obţine din figura 4 prin rotirea cu unghiul $-\varphi$.

5. Linia de transmisiune ca circuit rezonant *

a) Sarcină rezonantă (circuit serie sau derivaţie)

Se consideră : $Z = \dfrac{Z_0}{1 + j\beta_c Q_c}$.

Pentru : $F_1 = F$ la $\beta_c = 0$, $l = \dfrac{\lambda}{4}$.

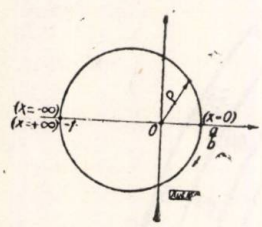


Fig. 4. Cercul pe care îl descrie coeficientul de reflexie cînd sarcina variază.

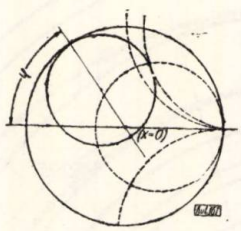


Fig. 5. Cercul de variaţie a coeficientului de reflexie ρ, pe diagrama circulară, cînd sarcina nu variază cu frecvenţa, ci cu unul dintre parametrii *L*, *C*, *R*.

În acest caz : $\beta_c = 2(F-1)$, iar

$$\operatorname{tg} \beta l \approx -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{F-1} . \qquad (39)$$

Introducînd în (1) rezultă :

$$Z_i = \frac{R_0}{\sigma} \frac{\sigma - j\dfrac{2}{\pi}\dfrac{1}{F-1} + \dfrac{4}{\pi} Q_c}{\dfrac{1}{\sigma} + j\dfrac{Q_c}{\sigma} 2(F-1) - j\dfrac{2}{\pi}\cdot\dfrac{1}{F-1}} . \qquad (40)$$

Dacă σ, Q_c şi $\dfrac{1}{F-1}$ sînt de acelaşi ordin de mărime şi mai mari decît unitatea se poate scrie :

$$Z_i = \frac{R_0}{\sigma}\left[1 + 2j(F-1)\left(\frac{\pi}{4}\sigma + Q_c\right)\right]. \qquad (41)$$

Repetînd calculele pentru cazul cînd $l = \dfrac{\lambda}{2}$ se obţine : $Z_i = \dfrac{Z_0}{1 + 2j(F-1)\left(\dfrac{\pi}{2}\sigma + Q_c\right)}$. (42)

Pentru cazul cînd sarcina este formată dintr-un circuit serie, raţionamentele se repetă pentru admitanţe.

Ţinînd seamă de un rezultat cunoscut care arată că liniei rezonante în $n\dfrac{\lambda}{4}$ terminată pe o rezistenţă $Q\dfrac{\pi}{4}$ concluzia finală se poate exprima astfel : *factorul de calitate echivalent al unei linii de transmisiune în* $\dfrac{\lambda}{4}$ *terminată pe un circuit rezonant este suma dintre factorul de calitate al acestui circuit şi factorul de calitate pe care l-ar avea aceeaşi linie terminată pe o rezistenţă egală cu rezistenţa la rezonanţă a circuitului.*

b) Sarcină reactivă

Se consideră : $Z_S = j\omega L + r$,

iar linia se consideră cu pierderi : $\sigma = \alpha + j\beta$.

Impedanţa la intrare ia valoarea :

$$Z_i = j\frac{R_0 \operatorname{tg}\beta l + \omega l}{R_0 - \omega L \operatorname{tg}\beta l} + \frac{[rR_0 + (R_0^2 + \omega^2 L^2)\operatorname{th}\alpha l]\,[1 + \operatorname{tg}^2\beta l]}{(R_0 - \omega L \operatorname{tg}\beta l)^2} .$$

Rezonanţa serie are loc pentru :

$$\operatorname{tg}\beta l = -\frac{\omega L}{R_0} = -q,$$

adică pentru : $\beta l = F \operatorname{arc\,tg}(-q)$.

Se poate exprima $\operatorname{tg}\beta l$ pentru o pulsaţie $\omega_0 + \Delta\omega$ sub forma :

$$\operatorname{tg}\beta l = \frac{-q + (F-1)\operatorname{arc\,tg}(-q)}{1 + q(F-1)\operatorname{arc\,tg}(-q)} . \qquad (43)$$

Prin transformări simple se obţine :

$$Z_i(\omega_0 + \Delta\omega) = R_i + j\Delta X_i ; \qquad (44)$$

$$R_i = R_0\left(\operatorname{th}\alpha l + \frac{q}{1+q^2}\cdot\frac{1}{Q_s}\right) \approx$$

$$\approx R_0\left(\alpha l + \frac{q}{1+q^2}\cdot\frac{1}{Q_s}\right), \qquad (45)$$

în care $Q_s = \dfrac{\omega L}{\gamma}$

şi

$$\Delta X_i = jR_0(F-1)\left[\frac{q}{1+q^2} + \operatorname{arc\,tg}(-q)\right]. \qquad (46)$$

Se deduce factorul de calitate al circuitului echivalent :

$$Q_e = \frac{1}{F-1}\cdot\frac{\Delta X_i}{R_i} \qquad (47)$$

a cărui expresie rezultă :

$$Q_e = \frac{\dfrac{Q_s}{2}\cdot Q_0}{\dfrac{\dfrac{Q_s}{2}\cdot 2\beta l + Q_0 |\sin 2\beta l|}{2\beta l + |\sin 2\beta l|}} \qquad (48)$$

unde Q_0 este factorul de calitate propriu al liniei pe care aceasta îl prezintă în gol sau în scurtcircuit.

Formula este evident valabilă şi pentru linia terminată pe capacitate. Concluzia este deci următoarea : *factorul de calitate echivalent al unei linii de transmisiune rezonante terminate pe o reactanţă se exprimă în funcţie de factorul de calitate propriu al liniei şi de jumătatea factorului de calitate al reactanţei ca produsul lor raportat la media lor ponderată cu ponderile* $|\sin 2\beta l|$ *şi, respectiv,* $2\beta l$, *cu corolanul imediat : factorul de calitate echivalent al unei linii de transmisiune rezonante, terminate pe o reactanţă,*

* Parte prezentată de ing. *Dan Raicu*

tinde, pentru lungimi ale liniei mari în raport cu sfertul lungimii de undă, către o valoare constantă şi egală cu factorul de calitate propriu al liniei.

Extreme ale factorului de calitate se obţin în punctele $\operatorname{tg} 2\,\beta l = 2\,\beta l$, adică aproximativ în punctele $l = \left(n + \frac{1}{2}\right)\frac{\lambda}{4}$. Aceste extreme variază aproximativ după curba (fig. 6).

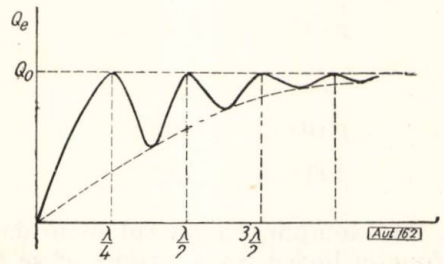


Fig. 6. Curba de variaţie a factorului de calitate a unei linii terminate pe un circuit rezonant, în funcţie de lungimea de undă λ.

$$Q_e = \frac{\frac{Q_s}{2} \cdot Q_0}{\frac{\frac{Q_s}{2} \cdot 2\beta l + Q_0}{1 + 2\,\beta l}} \qquad (49)$$

Prima extremă are loc în jurul lungimii $l = \frac{3\lambda}{8}$ şi are valoarea:

$$\frac{Q_s Q_0}{0{,}825\,Q_s + 0{,}35\,Q_0}. \qquad (50)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Bronwell, A. şi Beam, D. *Theory and Application of Microwaves.* New York, Mc Graw Hill, 1947, p. 167–173, 178–180.

[2] Cartianu, Gh. *Bazele radiotehnicii.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1962, p. 323–333.

[3] Ginzton, Ed. *Microwave Measurements.* Moscova, Izd. inostr. lit., 1960, p. 294–301.

[4] Gonorovskii, I. S. *Osnovi radiotehniki.* Moscova, Sviazizdat, 1957, p. 237–250.

[5] Kîrlov, H. N. *Teoreticeskie osnovi radiotehniki.* Moscova, Izd. morskoi transp., 1951, p. 135–137.

[6] Lebedev, I. V. *Tehnika i pribori sverhvisokih ciastot.* Moscova, Gosenergoiz., 1961, p. 234–236, 244–250.

[7] Megla. *Dezimeterwellentechnik.* Berlin, Verlag Technik, 1961, p. 140–144.

[8] Montgomery, Dicke, Purcell. *Principles of Microwave Circuits.* New York, Mc Graw Hill, 1948, p. 11–15.

[9] Silver. Microwave *Antenna Theory and Design.* New York, Mc Graw Hill, 1949, p. 21–36.

[10] Southworth, G. C. *Principles and Application of Waveguide Transmission.* Moscova, Izdatel. sovetskoi radio, 1955, p. 70–82.

C. TANASICIUC

Siguranţa schemelor de comutaţie statică

Prin siguranţă se înţelege probabilitatea ca în condiţii date o parte componentă a unei instalaţii să funcţioneze într-un anumit mod, pe o perioadă specificată [1].

Siguranţa schemelor logice este tratată pe larg în literatură [2], [3], [4] numai cu aplicaţie la schemele cu relee electromagnetice. Între schemele cu contacte şi schemele fără contacte există însă unele deosebiri principiale, atît în privinţa structurii lor, cît şi a caracteristicelor defectării elementelor componente. Pe cîtă vreme poziţia contactului va fi aceeaşi, indiferent dacă defectarea constă într-o scurtcircuitare a bobinei sau o întrerupere a alimentării ei, starea binară a unui element logic construit fără precauţii speciale poate fi interpretată diferit după natura defectului produs. La relee multe defectări de scurtă durată, ca cele datorite prafului sau vibraţiilor, se produc în timpul comutării, şi evenimentul defectării nu este independent de evenimentul comutării. Acesta nu este cazul la elementele statice şi nici viaţa lor nu depinde de numărul de comutări efectuate.

Aceste considerente impun ca problema siguranţei schemelor de comutaţie statică să fie tratată în mod diferit.

Relaţiile fundamentale

Fie $X = \{x_1, x_2, \cdots, x_n\}$ sistemul ordonat de variabile binare de intrare şi y funcţia booleană sintetizată de schema respectivă. Sistemul de n variabile de intrare se poate prezenta în 2^n stări $\alpha_0, \alpha_1, \cdots, \alpha_{2^n-1}$, starea α_k corespunzînd numărului binar $k = x_1, x_2, \cdots, x_n$. Se împarte mulţimea elementelor α_k în două părţi disjuncte, α^0 şi α^1, cu convenţia ca α^0 să cuprindă totalitatea elementelor α_k pentru care valoarea corectă a variabilei de ieşire este $y = 0$, iar α^1 celelalte elemente rămase. Un element $\alpha_k \in \alpha^0$ se va nota α_k^0, sau în general α_k^m, m putînd lua valorile 0 sau 1. Fiecărei stări α_k îi corespunde o anumită probabilitate de realizare a_k. Probabilitatea ca starea realizată să

facă parte din submulțimea α^m se va nota cu a^m. Mulțimile α^0 și α^1 fiind complementare, rezultă în mod evident relația :

$$a^0 + a^1 = 1, \tag{1}$$

care se mai poate scrie și sub forma :

$$\sum_{k=1}^{2^n-1} a_k = 1, \tag{1'}$$

n fiind numărul variabilelor de intrare.

Se notează cu x_j^m probabilitatea ca variabila x_j să ia valoarea binară m într-o stare α_k dată. Cum în orice stare α_k valorile variabilelor de intrare sînt bine precizate, rezultă că probabilitatea x_j^m este sau 0 sau 1.

Fie p_m probabilitatea ca un element dat să se defecteze astfel încît starea sa să fie interpretată prin variabila m și fie p probabilitatea ca el să funcționeze corect. Subzistă relația :

$$p + p_0 + p_1 = 1. \tag{2}$$

Pentru simplificarea expresiilor, se introduc următoarele probabilități complementare :

$$\begin{aligned} s &= p_0 + p\,; \\ r &= p_1 + p. \end{aligned} \tag{3}$$

Siguranța schemei este caracterizată de valorile $p\,(m,\ n)$, care reprezintă probabilitatea ca la intrare să existe o stare din submulțimea α^m, iar la ieșire să se realizeze $y = n$. Între aceste probabilități există relația :

$$p(0,\ 0) + p(0,\ 1) + p(1,\ 0) + p(1,\ 1) = 1. \tag{4}$$

Siguranța elementelor logice

Pornind de la observația că relația $m = n$ se realizează atît în cazul funcționării corecte, cît și în cazul unei anumite defectări, în timp ce relația $m \neq n$ se realizează numai ca urmare a unei defectări a elementului, se poate scrie :

$$\begin{aligned} p\,(0,\ 0) &= a^0 s\,; \\ p\,(1,\ 1) &= a^1 r\,; \\ p\,(0,\ 1) &= a^0 p_1\,; \\ p\,(1,\ 0) &= a^1 p_0. \end{aligned} \tag{5}$$

Ținînd seamă de relațiile (1), (2) și (3) se vede că relațiile (5) verifică relația (4).

Introducînd notația :

$$p\,(n) = p\,(0,\ n) + p\,(1,\ n) \tag{6}$$

și ținînd seamă de (5), (1) și (3), se poate scrie :

$$\begin{aligned} p\,(0) &= p_0 + a^0 p\,; \\ p\,(1) &= p_1 + a^1 p\,; \end{aligned} \tag{7}$$

sau

$$\begin{aligned} p\,(0) &= s - a^1 p\,; \\ p\,(1) &= r - a^0 p. \end{aligned} \tag{7'}$$

Dacă, de exemplu, elementul logic dat realizează funcția logică SAU, atunci α^0 se reduce la un singur element α_0^0 și se poate scrie :

$$a^0 = \prod_{k=1}^{n} x_k^0\,; \qquad a^1 = 1 - \prod_{k=1}^{n} x_k^0$$

și, folosind prima relație din (8) și a doua din (7') rezultă :

$$p\,(0) = p_0 + p \prod_{k=1}^{n} x_k^0\,; \qquad p\,(1) = r - p \prod_{k=1}^{n} x_k^0.$$

Prin raționamente analogice se deduc formulele pentru celelalte elemente, rezumate în tabela 1 a.

Tabela 1a

Elementul logic / Probabilitatea	SAU	ȘI	NU	NICI
$p\,(o)$	$\check{p}_0 + p \prod_{k=1}^{n} x_k^0$	$\hat{s} - p \prod_{k=1}^{n} x_k^1$	$\bar{p}_0 + \bar{p} x_k^1$	$s - p \prod_{k=1}^{n} x_k^0$
$p\,(1)$	$\check{r} - p \prod_{k=1}^{n} x_k^0$	$\hat{p}_1 + p \prod_{k=1}^{n} x_k^1$	$\bar{p}_1 + \bar{p} x_k^0$	$p_1 + p \prod_{k=1}^{n} x_k^0$

Tabela 1b

Elementul logic / Probabilitatea	SAU	ȘI	NU	NICI
$p\,(o)$	$\check{p}_0 + p \prod_{l=1}^{l} p_l^{(0)} \prod_{k=1}^{n-l} x_k^0$	$\hat{s} - p \prod_{l=1}^{l} p_l^{(0)} \prod_{k=1}^{n-l} x_k^0$	$\bar{s} - \bar{p} \cdot p(0)$	$s - p \prod_{l=1}^{l} p_l^{(0)} \prod_{k=1}^{n-l} x_k^0$
$p\,(1)$	$\check{r} - p \prod_{l=1}^{l} p_l^{(0)} \prod_{k=1}^{n-l} x_k^0$	$\hat{p}_1 + p \prod_{l=1}^{l} p_l^{(0)} \prod_{k=1}^{n-l} x_k^0$	$\bar{p}_1 + \bar{p} \cdot p(0)$	$p_1 + p \prod_{l=1}^{l} p_l^{(0)} \prod_{k=1}^{n-l} x_k^0$

Siguranța schemei cu mai multe elemente

În tabela 1 a și b probabilitățile corespunzătoare diferitelor elemente logice au fost prevăzute cu semne distinctive, accentuînd astfel faptul că mărimile lor pot diferi de la un element la altul.

Pentru a deduce probabilitățile $p\,(m, n)$ în cazul unei scheme cu mai multe elemente, se pleacă de la observația că la schemele de comutație statică nu există cazuri în care defectarea schemei să fie condiționată de apariția unei stări ca în schemele cu contacte. Aceste evenimente fiind independente se poate scrie :

$$p(m, n) = a_i^m f_n^i, \qquad (8)$$

în care f_n^i reprezintă probabilitatea ca starea de funcționare a schemei să fie astfel încît în starea α_i la ieșire să se obțină $y = n$. În expresia (8) s-a folosit convenția de sumare după indicele mut i.

Calculul funcției f_n^i se face printr-un proces iterativ, aplicînd elementului final formulele din tabela 1 b deduse din relațiile (7) și (7'). Ele diferă de cele din tabela 1 a prin aceea că, pentru intrările la care nu se aplică variabilele de intrare ale schemei, se iau în considerare probabilitățile $p_l(n)$ ale elementelor care comandă intrările respective. Pentru elementul NU s-a adoptat forma care corespunde elementului NICI cu o intrare. Se observă, că primul termen depinde numai de probabilitatea stării căutate la ieșirea elementului și nu depinde de probabilitatea stării de la intrare, iar al doilea termen, făcînd abstracție de semn, nu depinde de valoarea de la ieșire, ci de starea de la intrare. Aceasta înseamnă că în urma procesului iterativ se va ajunge la o expresie de forma :

$$f_n^i = P_n + \delta_n Q^i, \qquad (9)$$

unde P_n și δ_n caracterizează elementul final, ca în tabela 1b, δ_n putînd lua valorile 1 sau -1. Funcția Q^i depinde de structura schemei și de starea α_i. Dezvoltînd succesiv factorii $p_l\,(n)$ se ajunge la o expresie de forma :

$$Q^i = K + L^i Z_j^i, \qquad (10)$$

unde prin Z_j^i s-au notat produse ce conțin ca factori numai probabilitățile x_k^m, pe cînd K și L^i — conțin numai probabilitățile ce caracterizează elementele din schemă.

Expresiile (9) și (10) introduse în (8) dau

$$p\,(m, n) = (_n + P\delta_n K)\, a^m + \delta_n L^j Z_j^i a_i^m,$$

unde la termenul al doilea sumarea se face după ambii indici muți.

Introducînd notația

$$\varphi^m = L^j Z_j^i a_i^m, \qquad (11)$$

se ajunge la relația finală

$$p\,(m, n) = (P_n + \delta_n K)\, a^m + \delta_n \varphi^m.$$

În anexă se dau două exemple de calcul.

Cazuri speciale

1. În capitolul precedent s-a tratat cazul cînd se defectează numai elementele din schemă. Schema se poate defecta însă și prin întreruperea legăturilor dintre elementele logice. Dacă p_x este probabilitatea întreruperii unei legături de la ieșirea unui element logic și dacă, de exemplu, lipsa semnalului este interpretată ca valoarea 0, atunci notînd cu p', p_0' și p_1' noile probabilități ale sistemului format din elementul logic și legătura de ieșire, se pot scrie relațiile :

$$p' = p - pp_x;$$

$$p_1' = p_1 - p_1 p_x,$$

care adunate membru cu membru duc la

$$p_0' = p_0 + p_x - p_0 p_x.$$

Prin folosirea noilor probabilități formulele deduse în capitolele precedente își păstrează valabilitatea și în acest caz.

2. În cele expuse s-a analizat siguranța schemelor fără reacție. Cu anumite delimitări cele expuse sînt valabile și pentru schemele cu reacție. Vom arăta acest lucru pe exemplul circuitului de memorie.

În cazul unui defect permanent desfacerea legăturii de reacție nu schimbă cu nimic lucrurile, căci dacă s-a defectat unul din elemente valoarea variabilei de ieșire nu depinde de starea de la intrare, deci nici de legătura de reacție.

Fie x_1 și x_2 intrările și y și Y ieșirile celor două elemente (fig. 1) *.

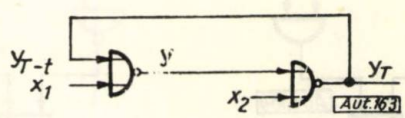


Fig. 1. Circuit MEMORIE.

Legătura de reacție echivalează cu o variabilă de intrare egală cu valoarea Y din momentul precedent. Dacă memoria este formată din două elemente NICI se poate scrie :

$$Y_T = (x_1 + Y_{T-t})\, \bar{x}_2.$$

Tabela 2 este tabela combinațională pentru variabilele de intrare Y_{T-t}, x_1 și x_2. În stare stabilă $X_{T-t} = Y_T$, de aceea stările 2, 5 și 7 sînt stări instabile. Defectarea unuia din elemente poate face ca Y_{T-t} să ia altă valoare decît cea corectă. Dacă Y_{T-t} are o valoare eronată, se vor produce schimbări între stările 0—4, 1—5, 2—6, 3—7 într-un sens sau altul. Se observă că în ultimele trei perechi una dintre stări este instabilă și că schema, chiar nedefectată, va trece întotdeauna pe cealaltă

* Explicația simbolurilor folosite este dată în [5].

stare. Deci, numai schimbările de tipul 0—4 rămîn şi după înlăturarea defectelor. Se poate verifica însă că efectul defectării dispare imediat ce una dintre variabilele x_1 sau x_2 sau

Tabela 2

Starea	Y_{T-t}	x_1	x_2	y	Y_T
0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	0	1
3	0	1	1	0	0
4	1	0	0	0	1
5	1	0	1	0	0
6	1	1	0	0	1
7	1	1	1	0	0

ambele simultan îşi schimbă valoarea. Cum probabilitatea unei defectări este neglijabilă faţă de probabilitatea apariţiei unei asemenea tranziţii, rezultă că probabilitatea apariţiei unei erori în schema memoriei este de acelaşi ordin de mărime ca şi la schema fără reacţie, numai că, durata cît persistă defecţiunea tranzitorie este mai mare.

E x e m p l u. Se compară siguranţa în funcţionare a două variante constructive ale funcţiei $x_1x_2 + \bar{x}_1\bar{x}_2$, una formată din elemente logice SAU, Şi şi NU (fig. 2) şi una formată din elemente logice NICI (fig. 3).

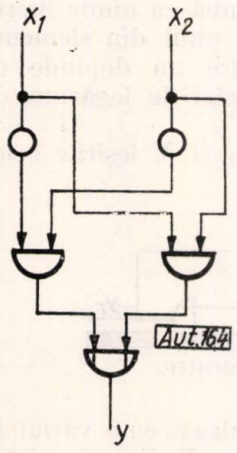


Fig. 2. Circuit de coincidenţă cu elementele logice ŞI, SAU, NU.

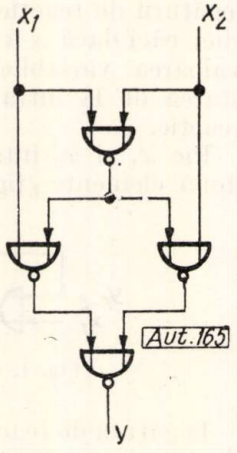


Fig. 3. Circuit de coincidenţă cu elemente NICI.

Tabela 3

Starea	x_1	x_2	y
α_0	0	0	1
α_1	0	1	0
α_2	1	0	0
α_3	1	1	1

Tabela 3 este tabela combinaţională a acestei funcţii.

În cazul schemei din figura 2 se poate scrie :

$$Q^i = \overset{\vee}{p}(\hat{s} - \hat{p}\, x_1^1 x_2^1)\,[\hat{s} - \hat{p}(\bar{p}_1 + \bar{p}x_1^0)\,(\bar{p}_1 + \bar{p}x_2^0)].$$

După transformări, ţinînd seamă de faptul că termenii care conţin produse de forma $x_k^0 x_k^1$ sînt nuli, se ajunge la

$$Q^i = K - L^1\,(x_1^0 + x_2^0) - L^2 x_1^1 x_2^1 - L^3 x_1^0 x_2^0,$$

unde

$$K = \overset{\vee}{p}\hat{s}^2 - \overset{\vee}{p}\hat{s}\hat{p}\bar{p}_1^2;\quad L^1 = \overset{\vee}{p}\hat{s}\hat{p}\bar{p}\,\bar{p}_1;$$

$$L^2 = \overset{\vee}{p}\hat{p}\hat{s} - \overset{\vee}{p}\hat{p}^2\bar{p}_1^2;\quad L^3 = \overset{\vee}{p}\hat{s}\hat{p}\bar{p}^2.$$

Rezultă :

$$f_0^1 = f_0^2 = \overset{\vee}{p}_0 + K - L^1;\quad f_1^1 = f_1^2 = \overset{\vee}{r} - K + L^1;$$

$$f_0^0 = \overset{\vee}{p}_0 + K - 2L^1 - L^3;\quad f_1^0 = \overset{\vee}{r} - K + 2L^1 + L^3;$$

$$f_0^3 = \overset{\vee}{p}_0 + K - L^2;\qquad f_1^3 = \overset{\vee}{r} - K + L^2.$$

Considerînd la toate elementele logice $p_0 = p_1 = \varepsilon$ şi neglijînd puterile superioare ale valorii ε, funcţiile f_n vor avea valorile din tabela 4 a, unde cele două cifre din capul coloanelor indică prima valoare y corectă şi a doua valoare y reală.

Tabela 4 a

Starea	0,0	0,1	1,0	1,1
α_0	—	—	4ε	$1-4\varepsilon$
α_1	$1-4\varepsilon$	4ε	—	—
α_2	$1-4\varepsilon$	4ε	—	—
α_3	—	—	2ε	$1-2\varepsilon$

Tabela 4 b

Starea	0,0	0,1	1,0	1,1
α_0	—	—	5ε	$1-5\varepsilon$
α_1	$1-3\varepsilon$	3ε	—	—
α_2	$1-3\varepsilon$	3ε	—	—
α_3	—	—	3ε	$1-3\varepsilon$

În cazul schemei din figura 3 se obţine :

$$Q^i = -\,p\,[s - px_1^0\,(s - px_1^0 x_2^0)]\,[s - px_2^0\,(s - px_1^0 x_2^0)]$$

şi rezultatul va fi cel din tabela 4 b.

Din tabela 3 se vede că schema trebuie să dea la ieşire 1 cînd $x_1 = x_2$, de aceea i se spune şi circuit de coincidenţă. Să admitem că acest circuit comandă o instalaţie pe care trebuie să o blocheze cînd $x_1 \neq x_2$. Defectarea periculoasă este deci de tipul $0 \to 1$. Din tabela 4 se vede că schema din figura 3 prezintă un mic avantaj în ceea ce priveşte siguranţa. Se va prefera această schemă, dat fiind că şi din punct de vedere constructiv este mai simplă.

Situaţia se schimbă însă, dacă $p_0 = \varepsilon$, iar $p_1 = \varepsilon^2$. Un calcul simplu arată că la schema cu NICI $f_0^1 = f_0^2 = \varepsilon$, în timp ce la schema din figura 2, $f_0^1 = f_0^2 = \varepsilon^2$. Ultima, fiind mult mai sigură, va fi preferată.

BIBLIOGRAFIE

[1] Floyd, A. L. *Reliability testing and its application to the Tacan-Agree program.* In: Electronic design. **9**, nr. 20, 27 sept. 1961, p. 38—43.

[2] Moore, E. E. şi Shannon, C. E. *Reliable circuits using less reliable relays.* In: Jorunal of the Franklin Institute **262**, nr. 3, sept. 1956, p. 191—208.

[3] Furet, J. *Les tendences nouvelles dans l'instrumentation de sécurité des piles.* In: Automatisme **6**, nr. 6, ian. 1961, p. 217—223.

[4] Bloch, A. S. *O nadejnosti kontaktnih schem.* In: Avtomatika i telemehanika **23**, nr. 12, 1962, p. 1662—1666.

[5] Tanasciuc, C. şi Stănciulescu, F. *Contribuţii la sinteza schemelor secvenţiale binare.* In: Automatica şi electronica 6, nr. 5, 1962, p. 203.

F. O. MANGIUREA

Metodă şi aparat pentru controlul preventiv statistic al dimensiunilor pieselor fabricate într-un atelier de strunguri automate

Printre metodele înaintate de control al dimensiunilor pieselor, cea mai răspîndită şi eficientă este aceea a controlului statistic, bazat pe teoria statisticii matematice.

În urma unor măsurări efectuate asupra unui număr restrîns de piese, statistica matematică a elaborat metodele ştiinţifice care permit să se tragă concluzii asupra întregii cantităţi de piese fabricate într-un anumit interval de timp.

Atunci cînd maşinile-unelte se reglează cît mai aproape de centrul cîmpului de toleranţă şi cînd variaţia dimensiunilor se datoreşte unui ansamblu de cauze şi nu unui accident de fabricaţie, practica a arătat că în majoritatea cazurilor dimensiunile se distribuie în mod

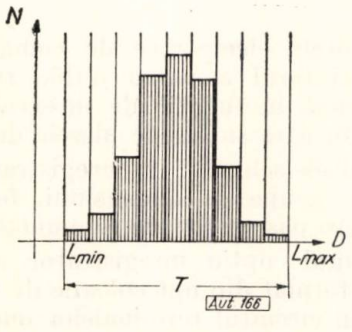


Fig. 1. Histograma de distribuţie a pieselor în intervalul cîmpului de toleranţe:
$T = L_{max} - L_{min}$ — cîmpul de toleranţă;
N — numărul de piese; D — dimensiunile pieselor verificate.

normal după o histogramă de distribuţie, ca aceea din figura 1.

Dacă numărul intervalelor în care este împărţit cîmpul de toleranţă $T = L_{max} - L_{min}$ creşte, se poate ajunge la distribuţia teoretică reprezentată prin curba lui Gauss (fig. 2), a cărei ecuaţie descoperită de Laplace are forma:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}},$$

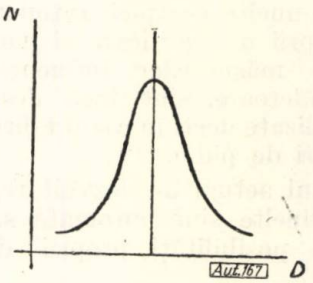


Fig. 2. Curba de distribuţie a lui Gauss.

unde:

x este valoarea dimensiunii unei piese;

μ — media aritmetică a tuturor dimensiunilor de piese care marchează curba normală;

σ — abaterea medie pătratică a dimensiunilor pieselor.

Prin urmărirea tendinţei de deplasare a curbei lui Gauss în interiorul cîmpului de toleranţe, spre una sau alta dintre limitele tolerate, se pot trage concluzii asupra desfăşurării procesului tehnologic care duc la reglarea preventivă a maşinilor-unelte cu puţin timp înainte ca acestea să înceapă a produce piese necorespunzătoare.

1. Aplicarea controlului statistic la fabricaţia de piese

Controlul statistic al dimensiunilor pieselor fabricate se poate aplica în diferitele faze ale dezvoltării tehnicii. Metodele alese depind în

primul rînd de maşinile-unelte existente şi de aparatura de control utilizată.

În cazul unei fabricaţii de serie mică sau unicate, cu ajutorul unor maşini-unelte universale, se recomandă aplicarea controlului statistic folosind instrumentele universale de măsurat (şubler, micrometru, comparator etc.), prin măsurarea efectivă a dimensiunilor şi aplicarea uneia dintre metodele descrise de literatura de specialitate [1], [2], [3].

În cazul unei fabricaţii de serie mare sau mijlocie se recomandă folosirea unor aparate speciale care să permită ridicarea histogramelor de distribuţie, fie bazate pe principii mecanice, cum ar fi analizoarele statistice, fie bazate pe traductoare şi scheme electrice sau electronice [4], [5], [6], [7].

În cazul unei producţii complet automatizate, maşinile-unelte se reglează automat în funcţie de rezultatele măsurărilor, în raport cu una sau două limite. Este recomandat ca reglarea maşinilor-unelte să nu se efectueze la orice impuls nedorit accidental, ci ca această reglare să se efectueze numai atunci cînd un număr predeterminat de piese prezintă erori mici apropiate de limitele cîmpului de toleranţă prescris [8], [9], [10], [11].

Maşinile-unelte complet automate, cu dispozitive proprii de verificare şi control, la care rezultatele măsurărilor influenţează reglajul sculelor tăietoare, sînt încă destul de rare, nefiind utilizate decît în cazul fabricaţiei seriilor foarte mari de piese.

În stadiul actual de dezvoltare, majoritatea maşinilor-unelte sînt automate sau semiautomate fără posibilităţi proprii de control şi reglaj.

Metodele măsurării pieselor cu ajutorul instrumentelor universale sau al calibrelor prezintă o productivitate redusă, necesitînd cîteodată un personal de control mai numeros decît cel direct productiv. Metoda sortării pieselor cu ajutorul unor aparate specializate prezintă dificultăţi în construcţie, întîmpinate în special la proiectarea sistemelor automate de alimentare, care diferă de la piesă la piesă. Din această cauză se recomandă să se folosească, în special la piesele simple de mare productivitate, bile, role etc.

Afară de aceasta, ele nu realizează decît o separare a pieselor bune de cele necorespunzătoare, fără a se putea preveni apariţia rebuturilor. Datorită acestui fapt, metoda sortării pieselor chiar cu mijloace mecanizate sau automatizate este considerată ca o metodă pasivă de control.

În aceste condiţii se impune folosirea unor aparate specializate pentru controlul statistic dimensional.

2. Aparat pentru controlul preventiv statistic*

Aparatul pentru controlul preventiv statistic (fig. 3) permite reprezentarea curbei lui Gauss pentru o serie de piese care sînt trecute pe sub palpatorul unui traductor cu contacte.

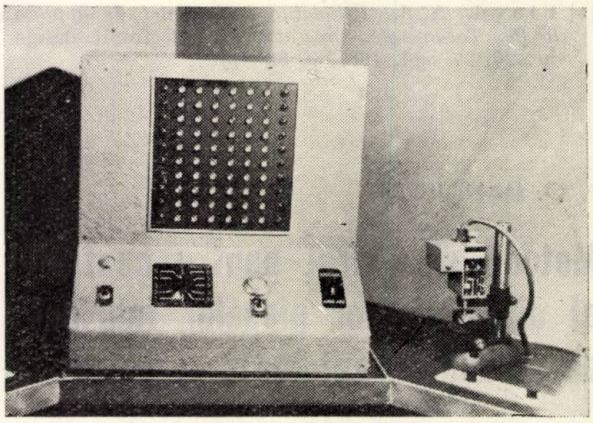


Fig. 3. Fotografia aparatului pentru controlul preventiv al pieselor.

Cu ajutorul acestui aparat se poate efectua atît analiza statistică premergătoare controlului statistic propriu-zis, respectiv studierea procesului tehnologic de fabricaţie, cît şi controlul periodic preventiv al maşinilor-unelte. Prin schimbarea formei capului palpator se pot verifica dimensiunile pieselor de diferite profile simple sau complexe.

Aparatul se compune din următoarele părţi distincte :

a) un traductor cu contacte mobile şi reglabile, avînd şapte poziţii de contact şi poziţia „O", sub palpatorul căruia se introduc piesele de verificat ;

b) circuitele electronice de comandă, realizate cu ajutorul a patru duble triode 6N7, care lucrează în funcţie de intervalele de dimensiuni în care se găsesc piesele de verificat ;

c) circuitele selective de înregistrare a impulsurilor pe grupe de dimensiuni, formate din opt markere pas cu pas de 11 puncte ;

d) sistemul optic înregistrator al curbelor lui Gauss format din opt coloane de zece becuri montate în circuitul terminalelor maşinilor pas cu pas (markerelor) ;

e) circuitul de reglaj al limitelor de măsură, prevăzut cu un indicator de reglaj.

Întregul sistem este alimentat cu ajutorul a două redresoare de la reţeaua de curent alternativ.

Schema-bloc a aparatului descris este reprezentată în figura 4.

* Aparatul prezentat este realizat în uzina Electromagnetica din Bucureşti, fiind brevetat ca invenţie la 27 februarie 1961.

Schema de principiu este reprezentată în figura 5.

Piesele de verificat se introduc sub palpatorul P al traductorului T. În funcție de dimen-

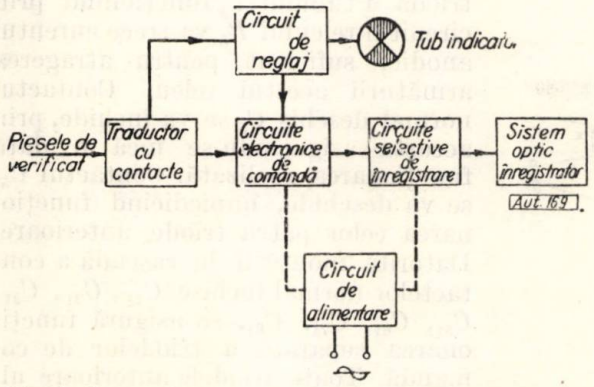


Fig. 4. Schema-bloc a aparatului pentru controlul preventiv statistic al dimensiunilor de piese.

siunile pieselor, tija palpatorului realizează atingerea cu unul sau mai multe contacte ale traductorului.

(mașină pas cu pas M) din circuitul de înregistrare a impulsurilor.

Cu ajutorul markerelor se realizează însumarea impulsurilor pentru fiecare tub în parte, deci pentru fiecare contact din traductor. Cum fiecare contact din traductor corespunde unei anumite dimensiuni de piesă, a cărei toleranță se află cuprinsă în cîmpul de toleranțe dat de desen, rezultă că markererle din circuitele de înregistrare însumează pe grupe piesele cu toleranțe identice.

3. Elementele componente și funcționarea lor

Traductorul cu șapte contacte realizat este reprezentat schematic în figura 6.

Cu ajutorul traductorului cu șapte contacte, cîmpul de toleranțe al unei piese se împarte în șase domenii diferite. Cîmpul maxim de toleranțe care poate fi cuprins este de aproximativ 1,1 mm, iar sensibilitatea traductorului la trecerea de la un contact la altul este de 0,001 mm. Rezultă cîmpul minim de toleranțe de aproximativ 0,006 mm.

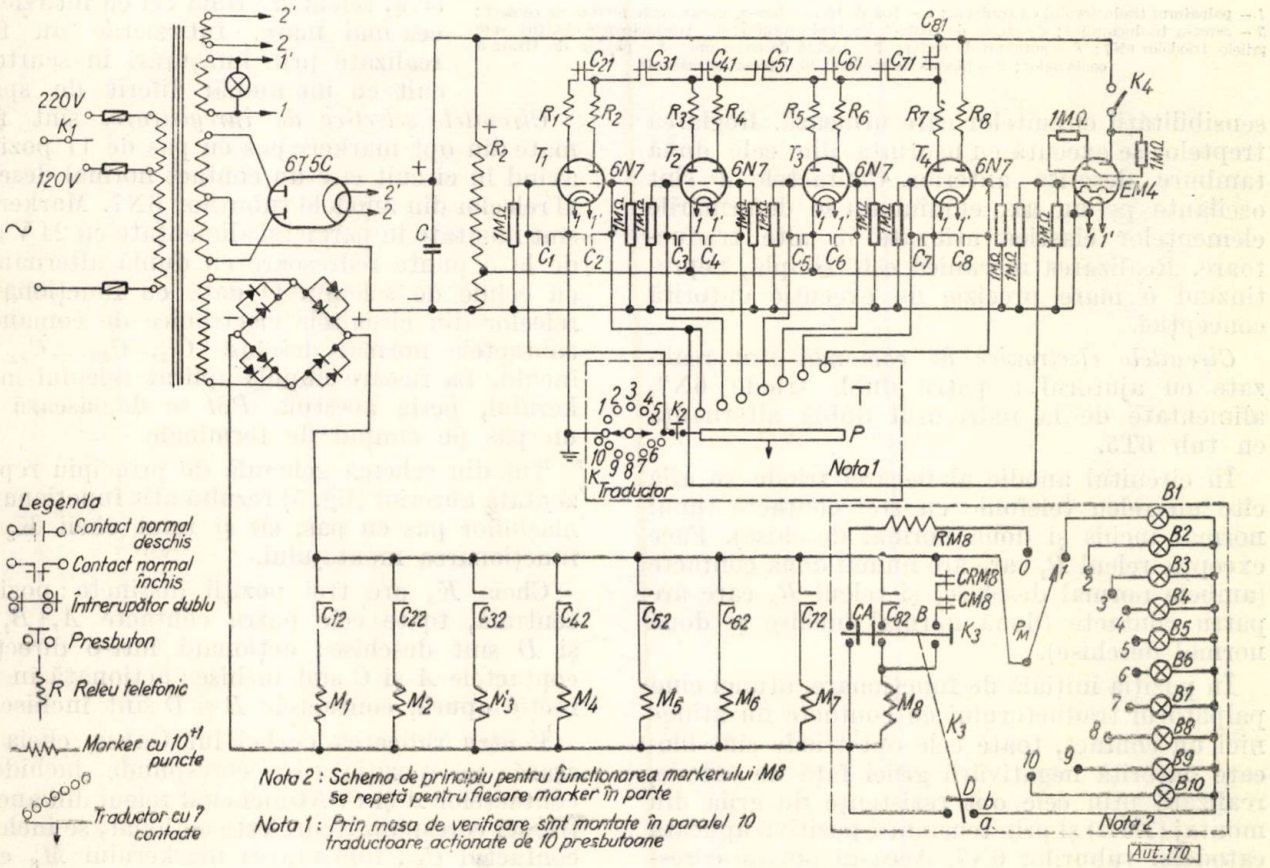


Fig. 5. Aparat pentru controlul preventiv al pieselor.

Ultimul contact scurtcircuitat față de tija palpatorului duce la funcționarea triodei respective din circuitul electronic, care la rîndul ei comandă funcționarea unui anumit marker

Reglarea traductorului se execută din cele două tambure gradate *6*. Unul dintre tambure folosește la reglarea cotei minime (sub palpator fiind cala minimă), celălalt tambur, la reglarea

cotei maxime (avînd cala maximă sub palpator).

Traductorul realizează o precizie ridicată datorită atît amplificării proprii *16*, cît şi sensibilităţii circuitelor care urmează. Reglarea treptelor se execută cu uşurinţă din cele două tambure descrise anterior. Contactele *4* sînt oscilante pe un ax, eliminîndu-se deformările elementelor elastice utilizate în alte traductoare. Realizarea mecanică este simplă, nepretinzînd o mare precizie de execuţie datorită concepţiei.

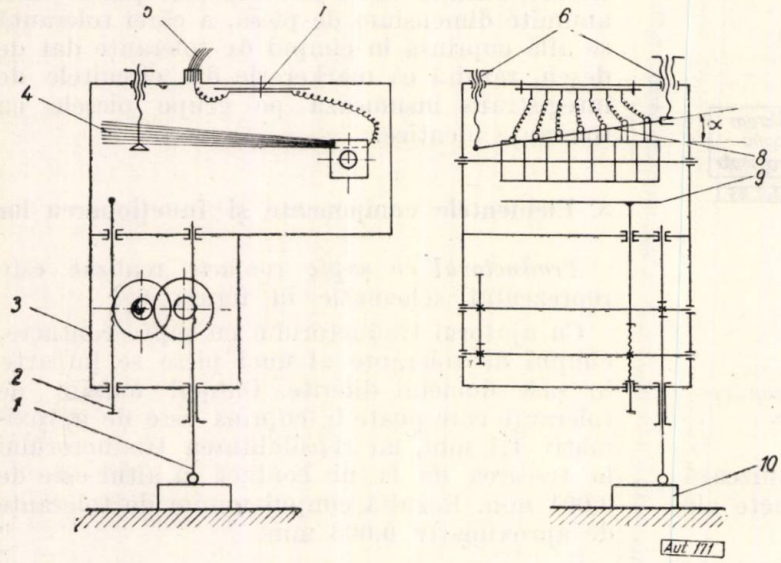


Fig. 6. Traductor cu şapte contacte:
1 — palpatorul traductorului cu contacte; *2* — tija de transmitere a mişcării spre pîrghia de contact; *3* — carcasa traductorului; *4* — tijele de contact ale traductorului; *5* — conductoarele electrice spre grilele triodelor 6N7; *6* — şuruburi de reglaj; *7* — regletă de conexiuni; *8* — pîrghie de fixare a contactelor; *9* — pîrghia de contact; *10* — piesa de măsurat.

Circuitele electronice de comandă sînt realizate cu ajutorul a patru duble triode 6N7, alimentate de la redresorul dublă alternanţă cu tub 6T5.

În circuitul anodic al fiecărei triode se află cîte un releu telefonic cu trei contacte (unul normal închis şi două normal deschise). Face excepţie releul R_1 care are numai două contacte (ambele normal deschise) şi releul R_8 care are patru contacte (două normal închise şi două normal deschise).

În poziţia iniţială de funcţionare, atunci cînd palpatorul traductorului cu contacte nu atinge nici un contact, toate cele opt triode sînt blocate datorită negativării grilei faţă de catode, realizată prin cele opt rezistenţe de grilă din montaj (1MΩ) şi prin tensiunea pozitivă aplicată catodelor tuburilor 6N7. Această poziţie corespunde pieselor prea mici (care ies din limitele de toleranţe ale desenului). În cazul apăsării presbutonului K_2, conduce numai prima triodă a tubului T_1, a cărei grilă este pozitivată.

Pe măsura scurtcircuitării contactelor palpatorului *1*, *2*, *3*... *7*, celelalte triode ale tuburilor T_1,, T_2, T_3, T_4 funcţionează separat datorită pozitivării grilelor respective.

De exemplu, în momentul scurtcircuitării primelor patru contacte, pe grila *1* a tubului T_3 se aplică o tensiune pozitivă. Prima triodă a tubului T_3 funcţionînd prin circuitul releului R_5 va trece curentul anodic, suficient pentru atragerea armăturii acestui releu. Contactul normal deschis C_5 se va închide, prin aceasta asigurîndu-se încă o dată funcţionarea realizată. Contactul C_{51} se va deschide, împiedicînd funcţionarea celor patru triode anterioare. Datorită montării în cascadă a contactelor normal închise C_{21}, C_{31}, C_{41}, C_{51}, C_{61}, C_{71}, C_{81}, se asigură funcţionarea separată a triodelor de comandă. Toate triodele anterioare ultimei triode intrate în funcţiune au tensiunea anodică întreruptă şi nu funcţionează, cu toate că grilele lor sînt pozitive. Acest lucru este realizat şi prin întîrzierile date releelor anodice. Releul R_8 este instantaneu, celelalte avînd o întîrziere progresivă, releul R_1 fiind cel cu întîrzierea cea mai mare. Întîrzierile au fost realizate prin înfăşurări în scurtcircuit cu un număr diferit de spire.

Circuitele selective de înregistrare. sînt formate din opt markere pas cu pas de 11 poziţii, avînd în circuit cîte un contact normal deschis al releelor din anodele tuburilor 6N7. Markerele sînt montate în paralel şi alimentate cu 24 V c.c. de la o punte redresoare cu dublă alternanţă, cu celule de seleniu. O dată cu funcţionarea releelor din circuitele electronice de comandă, contactele normal deschise C_{12}, C_{22}... C_{82} se închid. La fiecare impuls aplicat releului markerului, peria acestuia PM se deplasează cu un pas pe cîmpul de terminale.

Tot din schema generală de principiu reprezentată anterior (fig. 5) rezultă atît funcţionarea maşinilor pas cu pas, cît şi rolul cheii K_3 în funcţionarea montajului.

Cheia K_3 are trei poziţii distincte: poziţia centrală, toate cele patru contacte A, B, C şi D sînt deschise; acţionată într-o direcţie, contactele A şi C sînt închise; acţionată în direcţie opusă, contactele B şi D sînt închise.

Pentru ridicarea curbei lui Gauss, cheia se aşază pe poziţia care corespunde închiderii contactelor A şi C. Atunci cînd releul din anoda triodei corespunzătoare este acţionat, se închide contactul C_{82}, înfăşurarea markerului M_8 este alimentată, armătura lui este atrasă şi peria RM execută un pas.

Aducerea la poziţia 0 se efectuează comutînd cheia A pe poziţia opusă (contactele B şi D închise, contactele A şi C deschise). Curentul prin înfăşurarea markerului *14* se închide prin

contactele normal închise *CRM8* şi *CM8* ale markerului şi releului de test *RM8*. În timp ce armătura markerului este atrasă, peria *PM* este acţionată cu un pas, iar contactul *CM8* se deschide. Înfăşurarea M_8 nefiind alimentată, armătura revine în poziţie iniţială, închizînd contactul *CM8*. Închiderea contactului *CM8* face ca înfăşurarea M_8 să fie din nou alimentată iar peria *PM* să mai execute cu pas. Contactul *CM8* se deschide şi se închide din nou, funcţionarea repetîndu-se.

Releul maşinii acţionează astfel în mod repetat pînă la ajungerea periei *PM* pe poziţia 0 care corespunde alimentării releului de test cu acţionare instantanee *RM8*. Contactul normal închis al acestui releu *CRM8* se deschide, şi alimentarea înfăşurării markerului M_8 este întreruptă definitiv.

În tot acest timp, contactul *A* este deschis, nefiind necesar ca restul montajului să funcţioneze, iar contactul *C* este de asemenea deschis deoarece peria *PM*, străbătînd toate terminalele cîmpului, ar conduce la aprinderea repetată a becurilor *B1—B10* şi deci la solicitarea lor inutilă.

După aducerea la poziţia 0, se trece din nou cheia K_3 pe poziţia iniţială, aparatul fiind pregătit pentru a ridica o nouă curbă a lui Gauss şi, totodată, prin întreruperea contactului *D* alimentarea releului de test RM_8 încetează.

Poziţia intermediară a cheii (cînd toate contactele rămîn deschise) permite memorizarea curbei lui Gauss de aparat, pentru a putea fi analizată ulterior.

Sistemul optic înregistrator al curbelor lui Gauss se compune din opt coloane de zece lămpi telefonice de 24 V, montate în circuitul terminalelor maşinilor pas cu pas. Fiecare maşină comandă aprinderea becurilor de pe o coloană. Montajul este în aşa fel ales, încît aprinderea becului de pe o linie superioară duce la stingerea becului anterior. Acest lucru permite urmărirea curbei lui Gauss prin punc tele reprezemtate de ultimele becuri aprinse de pe fiecare coloană.

Circuitul de reglaj al limitelor de măsură este realizat cu ajutorul unui tub *EM4* avînd grila negativată în funcţie de rezistenţele introduse între ea şi catod (1MΩ sau 3MΩ în paralel cu 2MΩ). Cu ajutorul acestui sistem optic se poate regla cu uşurinţă aparatul pentru limita minimă şi maximă a cîmpului de toleranţe în care trebuie să se încadreze piesele de măsurat (respectiv poziţia 0 şi 7 a palpatorului).

În poziţia iniţială a palpatorului, cînd nu este atins nici unul dintre cele şapte contacte la apăsarea pe presbutonul K_2 ochiul magic prezintă întunecarea maximă. La atingerea palpatorului de contactul *1*, ochiul magic prezintă luminozitatea maximă, deoarece grila este pozitivată direct. Acest lucru se menţine pînă la atingerea contactului *8*, cînd releul R_8 deschide contactul normal închis C_{83}. Ochiul magic prezintă o întunecare parţială, deoarece rezistenţa de 3MΩ este pusă în paralel cu două rezistenţe de 1MΩ.

Întregul aparat este alimentat prin intermediul unui transformator de alimentare *Tr*, avînd în primar 120—220 V, iar în secundar trei înfăşurări :

a) 2 × 370 V, pentru alimentarea anodică a dublei redresoare 6T5C ;

b) 6,3 V, pentru alimentarea filamentelor tuburilor 6T5C, 6N7 şi EM4 ;

c) 37 V, pentru alimentarea releelor de forţă prin intermediul punţii de redresare cu celule de seleniu. Redresorul ambelor alternanţe pentru alimentarea circuitelor electronice de comandă este format din tubul 6T5C şi filtrul *RC*.

Puntea de redresare cu celule de seleniu este formată din 16 elemente 32 × 32 mm, aşezate în cele patru braţe, două cîte două în paralel.

Aparatul conţine un întreruptor de reţea K_1, precum şi un întreruptor *K* (traductor) avînd zece poziţii active, pentru a da posibilitatea introducerii succesive a zece traductoare în circuit, care sînt montate în paralel pe o masă de verificare.

4. Metodă de aplicare a controlului statistic cu ajutorul aparatului descris

Controlul statistic al fabricaţiei de piese se efectuează în două etape distincte : analiza statistică a procesului tehnologic, care implică în primul rînd studiul regimului de funcţionare a maşinilor-unelte, şi controlul statistic propriu-zis care se efectuează periodic pe un număr restrîns de piese.

Cu ajutorul aparatului descris se pot efectua atît studiul statistic premergător aplicării controlului, cît şi controlul statistic propriu-zis.

Analiza statistică a procesului tehnologic

Această analiză se efectuează de obicei pe un număr mare de piese (100—300), cu scopul de a determina următoarele :

— dacă precizia maşinilor-unelte permite executarea pieselor cu toleranţe date pe desen ;

— cîmpul de toleranţe care trebuie ales spre a asigura nedepăşirea cotelor tolerate ;

— numărul de piese care pot depăşi limitele restrînse de toleranţă, fără a exista posibilitatea depăşirii limitelor tolerate ale pieselor de controlat ;

— parametrii statistici necesari aplicării unei metode de control statistic ;

— perioada de verificare a maşinii-unelte.

Verificarea preciziei maşinilor-unelte se efectuează reglînd traductorul aparatului pe limitele tolerate maxime şi minime (L_{max} şi L_{min}).

Atunci cînd maşina-unealtă este reglată aproximativ pe centrul cîmpului de toleranţă T ($T = L_{max} - L_{min}$), cîmpul de împrăştiere al pieselor fabricate trebuie să fie mai mic şi să se încadreze în cîmpul de toleranţe cerut

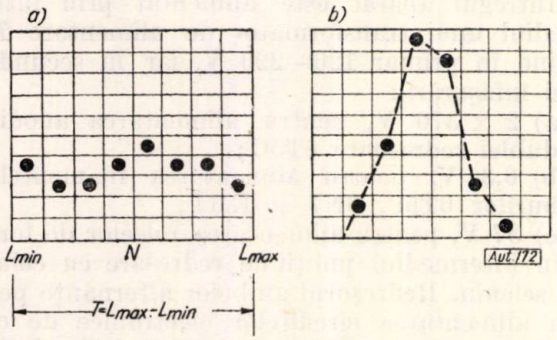


Fig. 7. Panoul aparatului de control în două cazuri distincte:

a – dispersia este prea mare, maşina-unealtă nu permite executarea pieselor în limitele de toleranţă cerute; *b* – cîmpul de împrăştiere al maşinii se află în interiorul cîmpului de toleranţă; maşina-unealtă poate executa piesele necesare

de desen. Verificarea se efectuează pe 25—30 piese.

În figura 7 este reprezentat panoul aparatului cu cele opt coloane de cîte zece becuri. Figura 7a reprezintă situaţia cînd cele 30 de piese verificate au depăşit limitele tolerate în ambele sensuri. În acest caz, precizia maşinii-unelte nu permite executarea pieselor cu toleranţele date pe desen, dispersia fiind prea mare. Este necesară schimbarea operaţiei pe o maşină-unealtă mai precisă. În figura 7b se arată unul dintre cazurile în care cîmpul de împrăştiere al maşinii se află cuprins în cîmpul de toleranţă.

În funcţie de aspectul curbei se poate alege cîmpul restrîns de toleranţă la $\frac{T}{2}$, $\frac{T}{3}$ sau $\frac{T}{4}$, stabilind parametrii statistici necesari controlului. De obicei, atunci cînd se cer condiţii deosebite calitative, cîmpul de toleranţă se restrînge mai mult.

Dacă limitele cîmpului restrîns de toleranţă se notează cu L_{Ci} (limita de control inferioară) şi L_{CS} (limita de control superioară), depăşirea unei astfel de limite nu trebuie să ducă la oprirea maşinii-unelte. Depăşirea acestor limite de un număr prestabilit de piese trebuie să ducă la o nouă reglare a maşinii.

Notînd cu n^+ numărul pieselor care depăşesc limitele de control superioare şi cu n^- numărul pieselor care depăşesc limitele de control inferioare, parametrii cei mai importanţi, în funcţie de care se pot trage concluzii asupra desfăşurării procesului tehnologic, sînt: $n^+ + n^-$ (parametrul care dă indicaţii asupra împrăştierii) şi $n^+ - n^-$ (parametrul care dă indicaţii asupra deplasării centrului de grupare). *

Aceşti parametrii pot fi determinaţi în mod simplu cu ajutorul acestui aparat, făcînd cinci măsurări de 20 de piese din jumătate în jumătate de oră.

În figura 8 este reprezentat panoul aparatului pentru controlul statistic în cele cinci situaţii, în urma măsurărilor efectuate din jumătate în jumătate de oră.

După felul cum au fost fixate limitele de control inferioare şi superioare rezultă că s-a ales un cîmp restrîns de toleranţe $T^1 = \frac{T}{2} = L_{cs} - L_{ci} = \frac{L_{max} - L_{mix}}{2}$.

Maşina a fost reglată iniţial astfel încît maximul curbei lui Gauss să fie în apropierea centrului cîmpului de toleranţe spre limita de control inferioară (fig. 8a).

Se observă cum, datorită uzurii sculelor tăietoare la determinările următoare, centrul cîmpului de toleranţă se deplasează spre limita de control superioară (piese mari).

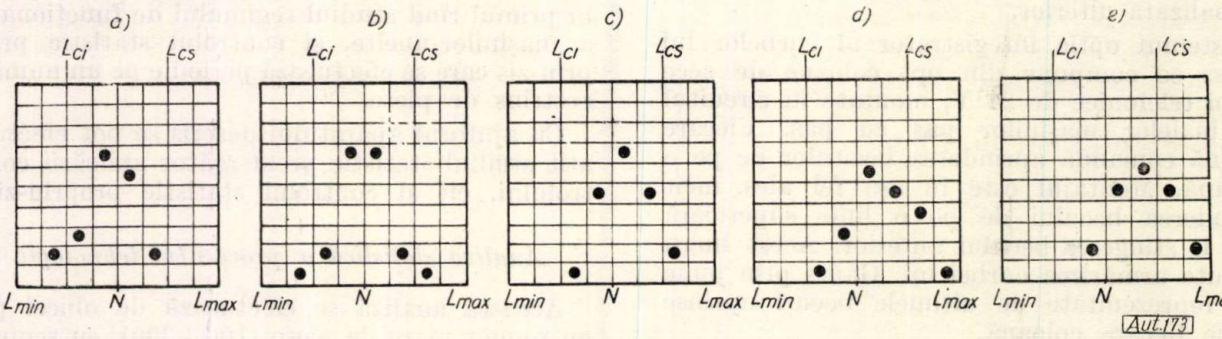


Fig. 8. Panoul aparatului pentru control statistic în cinci situaţii de măsurări efectuate pe 20 de piese din jumătate în jumătate de oră.

Din analiza curbelor reprezentate în figura 8a, b, c, d, e rezultă:

— totalul pieselor măsurate în cele cinci determinări $N = 100$ piese;

— totalul pieselor care depăşesc limitele de control inferioare $n^- = 3$ piese;

* În articolul „Dirijarea reglării prin calibre de distribuţie", N. Rancu şi L. Tövissi (Metalurgia şi construcţia de maşini, aprilie 1961) fundamentează matematic calculul limitelor de control şi dirijarea reglării maşinilor în funcţie de aceşti parametri. Aparatele electrice specializate pentru controlul statistic pot fi asimilate cu nişte calibre reglabile pentru ambele limite tolerate care permit mărirea sau micşorarea cîmpului de toleranţă.

— totalul pieselor care depăşesc limitele de control superioare $n^+ = 15$ piese.

Parametrul care dă indicaţii asupra centrului de grupare $n^+ - n^- = 15 - 3 = 12$, respectiv 12%.

Parametrul care dă indicaţii asupra împrăştierii $n^+ + n^- = 15 + 3 = 18$, respectiv 18%.

S-a observat că după $2^1/_2$ h, respectiv cinci măsurări, centrul curbei lui Gauss s-a deplasat prea mult spre limita de control superioară L_{cs} şi, de aceea, se fixează perioada de verificare a maşinii-unelte la 2 h.

Controlul statistic propriu-zis

Pentru asigurarea unei calităţi corespunzătoare pieselor fabricate se urmăreşte, în primul rînd, ca să nu se introducă pe maşini piese avînd un cîmp de toleranţă mai mic decît cîmpul de împrăştiere al maşinii-unelte.

Afară de aceasta, întotdeauna trebuie ca, după reglarea maşinilor-unelte, maximul curbei lui Gauss să fie în apropierea centrului cîmpului de toleranţă.

După ce aceste condiţii au fost asigurate şi verificate aşa cum s-a arătat la punctul 4, controlul statistic propriu-zis decurge astfel:

Din două în două ore se iau zece piese de la maşina-unealtă şi se introduc succesiv sub unul dintre palpatoarele traductorului aparatului de control statistic descris la punctul 3.

Dacă $(n^+ - n^-) \leqslant 1$ (respectiv 10%) şi $(n^+ + n^-) \leqslant 2$ (respectiv 20%), procesul tehnologic se consideră normal şi fabricaţia poate continua.

Dacă parametrii aceştia sînt depăşiţi chiar fără depăşirea limitelor tolerate (L_{max} şi L_{min}), maşina-unealtă este oprită şi reglată preventiv.

Posibilitatea introducerii succesive a mai multor traductoare în circuitul aparatului permite reglarea permanentă a acestora pe mai multe dimensiuni de piese şi controlul simultan al mai multor maşini automate, care nu sînt prevăzute cu organe proprii de control şi reglaj.

Practica în producţie a arătat că folosirea aparatelor specializate pentru controlul statistic al fabricaţiei de piese a dus întotdeauna la scăderea procentelor de rebut şi la îmbunătăţirea calităţii produselor fabricate.

BIBLIOGRAFIE

[1] STAS 5944-58 *„Analiza statistică a procesului tehnologic, premergătoare aplicării controlului statistic al calităţii"*; STAS 5880-58 *„Controlul statistic pe bază de măsurare"*; STAS 5997-58 *„Controlul statistic pe bază de verificare la corespunzător şi necorespunzător"*; STAS 1849-57 *„Controlul statistic al calităţii"*.

[2] Novicov, A. S. *Controlul preventiv statistic al calităţii producţiei în industria constructoare de maşini* (traducere din limba rusă). Bucureşti, I.D.T., 1956.

[3] Rancu, N. şi Tövissi, L. *Metode statistice de control al calităţii producţiei industriale.* Bucureşti, Editura ştiinţifică, 1957.

[4] Baiburov, I. *Dispozitive automate pentru controlul statistic în construcţia de maşini* (traducere din limba rusă).

[5] Aristov, L. V. şi Koldeţev, N. S. *Folosirea controlului statistic la fabricile constructoare de maşini.* Moscova, Maşghiz, 1954.

[6] Bordacev, N. A. şi Juravlev, A. N. *Metodele statistice de analiză şi control al calităţii producţiei.* In: Maşinostroenie, vol 15, 1960.

[7] Mangiurea, F. *Măsurări de lungimi prin metode electrice.* In: Metalurgia aplicată, vol. 6, nr. 4, 1959.

[8] Vihman, V. S. *Instalaţii electrice automate pentru controlul tehnic al produselor din industria constructoare de maşini* (traducere din limba rusă). Bucureşti, I.D.T., 1959.

[9] Trapezinikov, V. A. *Controlul automat al dimensiunilor liniare.* Moscova, Oboronghiz, 1950.

[10] Maizel, L. M. *Controlul automat al dimensiunilor pieselor.* Bucureşti, Editura tehnică, 1962.

[11] Brevetul francez nr. 1.169.022 Golb acceptat în 1961 *„Aparat perfecţionat pentru controlul automat al dimensiunilor pieselor şi de reglare a unei maşini-unelte"*.

Leforditva - J 13222/64

H. HERŞCOVICI, W. ROISMAN, şi I. MĂRCUŢ

Traductoare şi convertoare presiune-curent şi curent-presiune, pentru utilizare în instalaţii de reglare automată

Sistemele unificate de reglare comportă un număr de blocuri adaptoare (sau convertoare) de intrare, care transformă semnalul de ieşire al traductoarelor în semnalul standard al sistemului şi un număr — mult mai redus — de adaptoare (sau convertoare) de ieşire, care transformă semnalul standard de putere mică, de la ieşirea blocului regulator, într--un semnal corespunzător puterii servomotorului electric folosit sau într-un semnal de natură neelectrică.

În cele ce urmează se vor descrie traductorul de deplasare, traductorul de presiune, adaptorul de intrare pentru traductoare de deplasare şi adaptorul de ieşire pentru servomotoare pneumatice elaborate la ICET, pentru completarea sistemului unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor [1], cît şi pentru utilizare independentă.

1. Traductorul de deplasare

Traductorul de deplasare transformă o deplasare (mărimea de ieşire a traductorului primar) într-o mărime electrică (tensiune alternativă). Acest traductor a fost realizat pe principiul transformatorului diferenţial cu miez mobil (plonjor). Adaptarea acestui principiu la realizarea traductorului permite obţinerea unei caracteristici liniare pentru o variaţie relativ mare a deplasării, precum şi a unei sensibilităţi bune [2,3,4,5,6,7]. Principiul de funcţionare constă în variaţia inductanţei mutuale între un primar şi două secundare legate

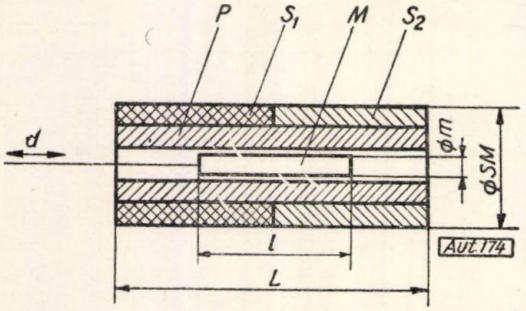


Fig. 1. Transformator diferenţial.

în opoziţie. Variaţia inductanţei mutuale se datoreşte deplasării miezului mobil comun ambelor secundare, astfel încît simetria magnetică a celor două secundare se strică. Tensiunea indusă în secundarul favorizat creşte, iar cea indusă în al doilea secundar scade. Diferenţa celor două tensiuni variază liniar cu deplasarea miezului, cu condiţia ca deplasarea să reprezinte o fracţiune suficient de mică din dimensiunile liniare ale transformatorului.

Bobinarea transformatorului s-a realizat de tip „concentric" (fig.1), în care secundarele sînt bobinate la exteriorul primarului pe cîte o jumătate din lungimea de bobinare a acestuia. Atît din literatura de specialitate, cît şi din măsurările experimentale, rezultă că această variantă de bobinare are următoarele avantaje :

— liniaritate mai bună la dimensiuni de gabarit date ;

— reproductibilitatea caracteristicii mai bună ;

— valoarea minimă a semnalului de dezechilibru (cu miezul în poziţia centrală) mai mică (Acest semnal parazit nu poate fi complet eliminat din cauza imposibilităţii de a realiza o construcţie perfect simetrică).

La proiectarea transformatorului de deplasare trebuie respectate anumite proporţii constructive. Astfel, pentru a realiza o liniaritate bună a caracteristicii deplasare-tensiune alternativă este necesar ca lungimea miezului *l* să fie suficient de mică faţă de lungimea de bobinare *L*. De asemenea, este necesar ca deplasarea maximă (cursa *d*) a miezului mobil să fie mult mai mică decît cele două dimensiuni constructive amintite. Dacă cele două condiţii nu sînt respectate, atunci nu se poate neglija efectul de margine, care constă în aceea că, spre capul cursei miezul pătrunde într-o regiune cu o densitate variabilă de flux.

Pentru a realiza o sensibilitate bună şi un semnal de ieşire suficient de mare este necesar ca atît primarul, cît şi secundarul să aibă un număr mare de spire (W_1, respectiv W_2' şi W''_2). Primarul trebuie să aibă un număr mare de spire, deoarece este de fapt o bobină cu aer care trebuie alimentată cu curent impus, iar fluxul magnetic este proporţional cu acest curent. Dacă primarul s-ar alimenta cu o tensiune constantă, atunci variaţiile rezistenţei primare (mult mai mare decît inductanţa sa) cu temperatura ar da erori inadmisibil de mari. Numărul de spire (primare şi secundare) este limitat de două considerente : de rezistenţa ohmică maximă admisibilă, din considerente electrice legate de restul aparaturii, şi de respectarea unui raport $\frac{\Phi_{SM}}{\Phi_m}$. Acest raport este dictat de faptul că dacă diametrul maxim al bobinajului secundar (Φ_{SM}) creşte peste o anumită limită, straturile secundare exterioare nu mai contribuie eficient la valoarea semnalului de ieşire.

În conformitate cu principiile expuse şi în urma cercetării datelor unor transformatoare diferenţiale, descrise în literatură [2—7], precum şi a măsurărilor efectuate pe o machetă de transformator diferenţial, s-au stabilit următoarele relaţii între dimensiunile constructive :

$$l = \frac{1}{2}L;\ d = \frac{1}{10}1;\ \frac{\Phi_{SM}}{\Phi_m} = 4.$$

Aceste relaţii sînt valabile pentru cazul transformatoarelor diferenţiale cu deplasarea maximă cuprinsă între 1 şi 5 mm.

Transformatorul tip TD (realizat la ICET, fig. 2) are următoarele dimensiuni constructive :

$$d_{max} = 3 \text{ mm};\ l = 30 \text{ mm};\ L = 50 \text{ mm};$$
$$\Phi_m = 6 \text{ mm};\ \Phi_{SM} = 24 \text{ mm}.$$

Miezul transformatorului este realizat din tole dreptunghiulare de permalloy, dispuse în interiorul unui tub subţire de alamă. Greutatea miezului este de circa 10 g. Miezul este nichelat, lustruit şi glisează în interiorul unui tub de ghidare (de sticlă). Acest sistem permite realizarea unei frecări foarte mici (de ordinul a 1,5 g), ceea ce face posibilă antrenarea miezului de către traductoarele primare ce dispun de forţe foarte mici.

Transformatorul este cuprins într-o carcasă de alamă, avînd dimensiunile de gabarit de 66 × 33 mm diametrul. Aceste dimensiuni relativ mici permit montarea transformatorului direct pe traductorul primar.

Parametrii traductorului de deplasare şi performanţele care pot fi obţinute, în cazul

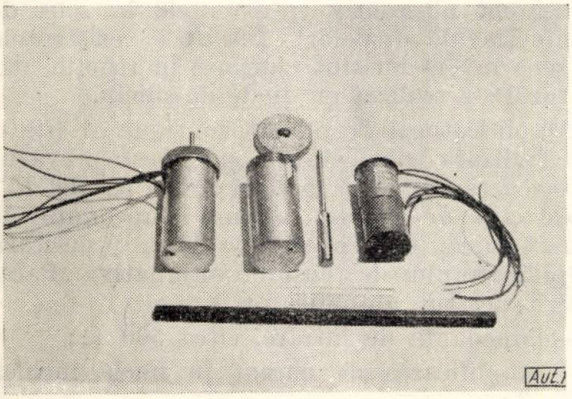


Fig. 2. Traductor de deplasare.

alimentării sale cu curent sinusoidal, sînt :

— curentul primar, 60 mA ; tensiunea primară, 3 V ; deplasarea maximă, 3 mm ; sensibilitatea, 120 mV/mm ; abaterea de la liniaritate, mai mică de ± 0,5% ; eroarea de histerezis, mai mică de 0,1%.

Gabaritul, greutatea miezului şi frecările acestuia pe tubul de ghidaj fiind mici, transformatorul diferenţial construit la ICET poate fi utilizat la traducerea electrică a unei game largi de traductoare primare de deplasare.

O primă aplicaţie s-a făcut la ICET la traductoarele de presiune.

2. Blocul traductor de presiune cu tub Bourdon şi transformator diferenţial

Traductorul presiune-tensiune electrică a fost realizat pornind de la manometrul cu tub

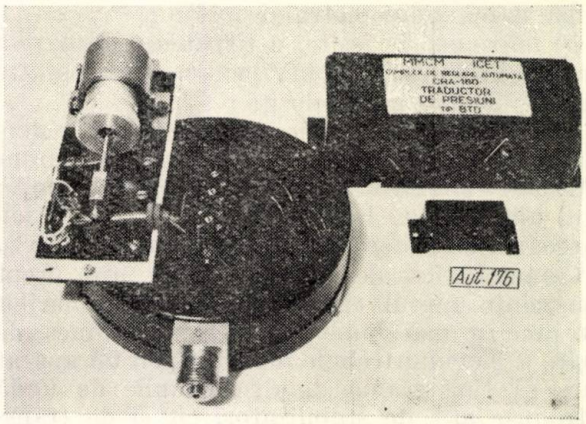


Fig. 3. Traductor de presiune tip BTD.

Bourdon ca traductor primar, cuplînd mecanic extremitatea liberă a tubului cu miezul mobil al transformatorului diferenţial (fig. 3).

Pentru ridicarea performanţelor manometrelor cu tub Bourdon folosite s-au luat următoarele măsuri :

a. S-a eliminat mecanismul de indicare a manometrelor, care reprezenta un element cu frecări mari, cuplat de tubul Bourdon. S-a obţinut o micşorare substanţială a erorilor de histerezis, în special la tuburile pentru vacuum şi presiuni coborîte.

b. S-a limitat funcţionarea manometrului numai la 50% din scală, evitînd prin aceasta apariţia deformărilor permanente ale tubului Bourdon.

Măsurile luate au permis reducerea erorilor de histerezis şi de neliniaritate ale manometrului la mai puţin de ±0,5% fiecare.

Sistemul de cuplare dintre capătul tubului Bourdon şi miezul mobil al transformatorului diferenţial este prevăzut cu o articulaţie cu joc reglabil. Această articulaţie permite transformarea mişcării curbilinii a tubului Bourdon într-o mişcare rectilinie. Este prevăzută posibilitatea unei reglări fine a poziţiei relative dintre transformator şi miez.

Această reglare se efectuează prin înşurubarea întregului transformator în interiorul unui suport. Datorită pasului mic al filetului se obţine posibilitatea de a realiza comod şi sigur o deplasare liniară foarte mică (între

miez şi bobină) de ordinul a 15 μ. După fixarea exactă a poziţiei, ceea ce corespunde fixării unuia dintre capetele scalei, transformatorul este solidarizat de suport cu ajutorul a două şuruburi laterale. În realizarea constructivă a întregului ansamblu s-a urmărit asigurarea unei rigidităţi mecanice cît mai bune care să împiedece orice deplasare relativă între transformator şi tubul Bourdon.

Caracteristicile blocului traductor de presiuni realizat (tip BTD) sînt următoarele :

a) domeniul de lucru între 1 şi 50 kgf/cm² după gama manometrului folosit ;

b) mărimea de ieşire, o tensiune alternativă variind între 50 şi 250 mV pentru oricare dintre gamele de presiune folosită ;

c) alimentarea bobinei primare a transformatorului diferenţial se face cu un curent alternativ stabilizat în valoare de circa 40 mA ;

d) abaterea de la liniaritate a caracteristicii şi eroarea de histerezis sînt mai mici de ±0,75%.

Caracteristica de la punctul *c* are drept consecinţă faptul că, în cazul determinărilor cu precizii mai bune de 2,5%, tensiunea de ieşire a blocului trebuie măsurată cu un aparat care să ţină seama de distorsiunile de undă introduse atît de stabilizator, cît şi de transformatorul diferenţial propriu-zis. Acest lucru se realizează folosind blocul adaptor de intrare pentru traductoare de presiune.

3. Blocul adaptor de intrare pentru traductoare de deplasare

Acest aparat realizează trecerea de la tensiunea electrică alternativă U a traductorului de deplasare la un curent continuu de ieşire I_0. Dacă este necesar, aparatul poate fi adaptat pentru a lucra la intrare cu o altă tensiune alternativă decît cea furnizată de traductorul inductiv de deplasare. Astfel, există posibilitatea adaptării blocului pentru a lucra la intrare cu un traductor rezistiv alimentat cu tensiune alternativă de la reţea sau de la un stabilizator ferorezonant.

Schema electronică a aparatului este în întregime tranzistorizată. Ea este formată dintr-

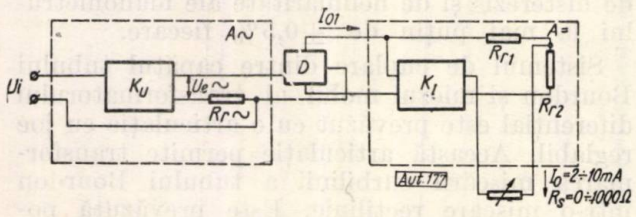


Fig. 4. Schema-bloc a amplificatorului ATP.

un amplificator de tensiune alternativă, un detector şi un amplificator de curent continuu. Schema este prevăzută cu reacţii negative locale şi globale (pe fiecare din cele două amplificatoare). În felul acesta este asigurată o liniaritate foarte bună a caracteristicii de transfer. De asemenea, este substanţial redusă influenţa datorită variaţiei diferiţilor parametri auxiliari şi ai elementelor schemei (variaţiile temperaturii mediului, variaţiile tensiunii de alimentare, variaţiile parametrilor tranzistoarelor, rezistenţelor şi capacităţilor).

Schema-bloc a întregului amplificator este reprezentată în figura 4. Majoritatea amplificării trebuie realizată în curent alternativ, pentru a reduce la minimum efectul derivei de temperatură, precum şi celelalte dificultăţi şi dezavantaje legate de realizarea unui amplificator de curent continuu de semnale mici. Amplificatorul de curent continuu nu are decît rolul de etaj final de putere şi de adaptor de impedanţe. În aceste condiţii este suficient ca el să aibă o amplificare de curent de ordinul unităţilor. Cu cele trei etaje ale amplificatorului de tensiune alternativă T_1, T_2 şi T_3 (T_3' în paralel I_3'' (fig. 5), s-a obţinut un coeficient de amplificare de circa 4 000 în buclă deschisă.

Aceste trei etaje sînt prevăzute cu reacţii negative locale de curent continuu şi de curent alternativ, precum şi cu o reacţie negativă globală de curent continuu R_{15}, care asigură stabilitatea punctelor de funcţionare a tuturor etajelor. Reacţia negativă globală de curent alternativ este o reacţie de tip serie pentru a asigura o impedanţă de intrare mare şi este determinată de rezistenţa R_r (grupul P_2, R_{17}, R_{18}, R_{19} din schema de principiu). Amplificatorul de tensiune alternativă este prevăzut cu o reacţie negativă totală de circa 99,5%.

Detectorul D (fig.4) este parţial cuprins în bucla de reacţie negativă a amplificatorului de curent alternativ (rezistenţele în sens de conducţie ale diodelor). Deoarece rezistenţele în sens invers nu sînt cuprinse în reacţie, detectorul s-a realizat cu diode de siliciu.

Amplificatorul de curent continuu A (fig.4) este realizat cu două etaje T_4 şi T_5 şi este prevăzut cu o reacţie negativă globală de tip paralel R_{r_1}. Acest tip de reacţie asigură impedanţa de intrare mică, care a stat la baza proiectării amplificatorului de tensiune alternativă. Parametrii acestui amplificator sînt :

— impedanţa de intrare, circa 500 Ω ;

— amplificarea de curent în buclă închisă $K_I' = 3$;

— amplificarea de curent în buclă deschisă $K_I = 600$;

— coeficientul de reacţie $1 + \beta K_I = 200$ (reacţie de 99,5%).

Etajul final este realizat cu un tranzistor de tensiune mare × 26, pentru a putea prelua variaţiile mari de tensiune datorite variaţiilor curentului (2...10 mA) şi rezistenţei de sarcină (0...1 000 Ω).

Valorile curentului de ieşire şi ale rezistenţei de sarcină ale amplificatorului de curent con-

tinuu sînt valorile standardizate în cadrul sistemului unificat electrono-pneumatic, elaborat de ICET.

Performanţele mai importante realizate de blocul adaptor de intrare pentru traductoare de deplasare tip ATP, elaborat de ICET, sînt următoarele :

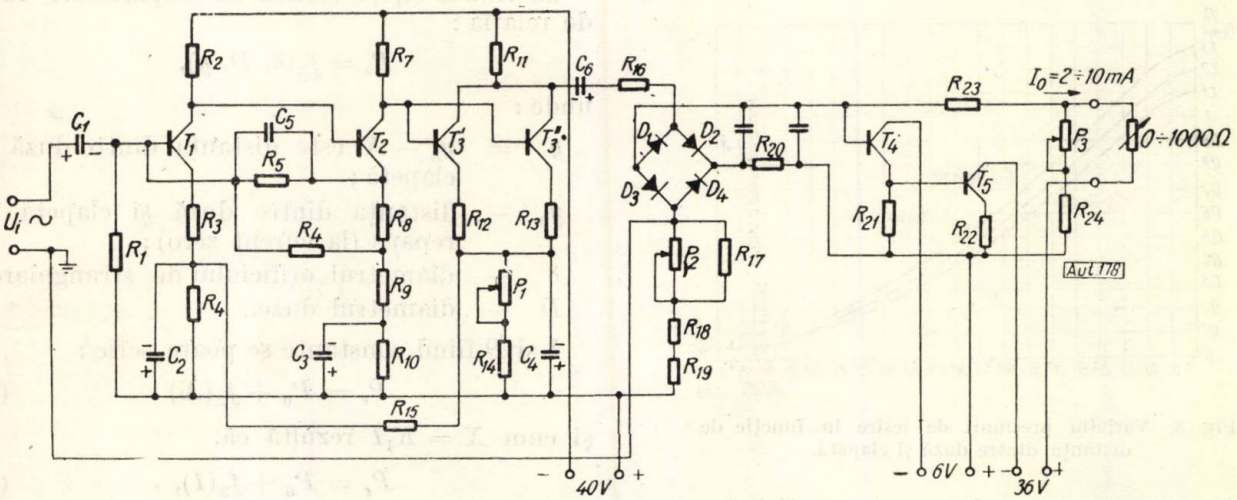


Fig. 5. Schema de principiu a amplificatorului ATP.

— abaterea de la liniaritate a caracteristicii de transfer — mai mică de $\pm$ 0,5% ;

— eroarea datorită variaţiei rezistenţei de sarcină (0...1 000 Ω) — mai mică de $\pm$ 0,25% ;

— eroarea datorită variaţiei temperaturii mediului ambiant (25 $\pm$ 20°C) — mai mică de $\pm$ 1% ;

— erorile datorite variaţiei tensiunii (220 V + 10... — 15%) şi frecvenţei (50 Hz $\pm$ 0,5%) reţelei de alimentare — mai mici decît $\pm$ 0,1%.

Toate tensiuniie necesare aparatului, cît şi curentul necesar alimentării transformatorului

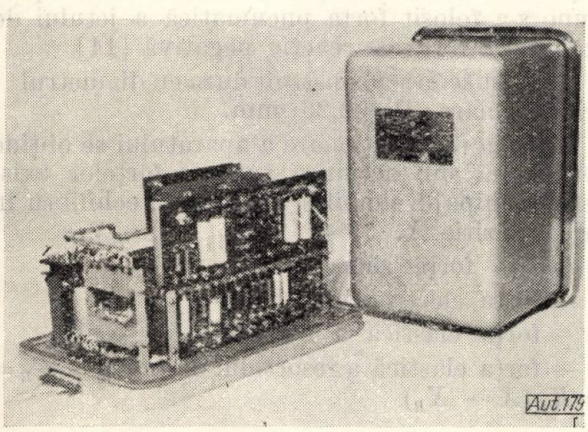


Fig. 6. Adaptor pentru traductoare de presiune tip ATP.

diferenţial se obţin de la un stabilizator ferorezonant. In ceea ce priveşte curentul necesar transformatorului diferenţial, alimentarea acestuia se face prin intermediul unui filtru RC cu următoarele funcţiuni :

a) îmbunătăţeşte forma de undă distorsionată atît de stabilizatorul ferorezonant, cît şi de transformatorul diferenţial ;

b) face neglijabilă influenţa variaţiei rezistenţei primarului transformatorului diferenţial, datorită rezistenţei serie de valoare mare a filtrului ;

c) limitează tensiunea pe linie, în cazul întreruperii unui conductor între aparatul ATP şi transformatorul diferenţial, la numai 8 V.

Aspectul blocului adaptor pentru traductoare de presiune tip ATP se poate vedea în figura 6.

4. Blocul adaptor de ieşire pentru servomotoare pneumatice

Acest aparat este necesar în cazul circuitelor de reglare automată cu element de execuţie pneumatic. Date fiind avantajele acestui tip de element faţă de elementele de execuţie electrice (siguranţă în medii explozive şi incendiare, răspuns mai rapid, gamă de variaţie a vitezei de lucru mai largă etc. [8], necesitatea

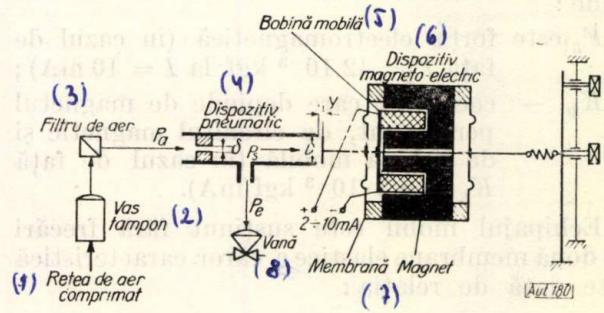


Fig. 7. Schema de principiu a aparatului ASP.

elaborării unui aparat convertor curent-presiune este evidentă.

Adaptorul pentru servomotoare pneumatice tip ASP construit la ICET se compune dintr-un dispozitiv magnetoelectric şi un dispozitiv pneumatic (fig. 7).

Dispozitivul magnetoelectric se compune dintr-un magnet ceramic izotrop (fabricație curentă la uzinele Electronica), armături, piesă polară, echipaj mobil, membrane.

Dispozitivul pneumatic se compune dintr-o cameră prevăzută cu trei canale : canalul pentru alimentare cu aer, canalul de ieșire a aerului

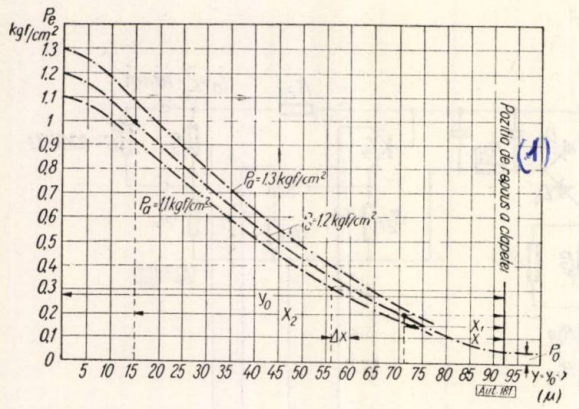


Fig. 8. Variația presiunii de ieșire în funcție de distanța dintre duză și clapetă.

spre utilizare și canalul pentru scăpările de aer (duza).

Comandînd bobina dispozitivului magnetoelectric cu un curent electric continuu apare o forță electromagnetică, datorită acțiunii dintre curent și inducția magnetică creată de magnetul permanent. Forța electromagnetică deplasează echipajul mobil axial (bobină, ax, clapetă) într-un sens sau altul în funcție de sensul curentului prin bobină.

Circuitul magnetic și bobina sînt în așa fel construite încît, pentru deplasări mici ale bobinei, caracteristica forță electromagnetică-curent a dispozitivului magnetoelectric să fie liniară. Această caracteristică este dată de relația :

$$F_B = K_B I, \qquad (1)$$

unde :

F_B este forța electromagnetică (în cazul de față $F_B = 42.10^{-3}$ kgf la $I = 10$ mA) ;

K_B — coeficient care depinde de magnetul permanent, de circuitul magnetic și de bobina mobilă (în cazul de față $K_B = 4{,}2 \cdot 10^{-3}$ kgf/mA).

Echipajul mobil este susținut fără frecări de două membrane elastice a căror caracteristică este dată de relația :

$$F_M = K_M X, \qquad (2)$$

unde :

F_M este forța elastică a membranelor ;

K_M — coeficient de elasticitate al membranelor ($K_M = 15.10^{-3}$ kgf/cm²) ;

X — deplasarea membranelor sub acțiunea forței elecromagnetice.

Alimentînd dispozitivul pneumatic cu o presiune de alimentare constantă ($P_a = 1{,}2$ kgf/cm²), în conducta de ieșire apare o presiune P_e care depinde de presiunea de scăpări P_s prin duză, după relația :

$$P_e = f_1(P_s).$$

La rîndul ei, presiunea de scăpări este dată de relația :

$$P_s = f_2(\delta, D, y),$$

unde :

y = $y_0 - X$ este distanța dintre duză și clapetă ;

y_0 — distanța dintre duză și clapetă în repaus (la curent zero) ;

δ — diametrul orificiului de strangulare ;

D — diametrul duzei.

δ și D fiind constante se poate scrie :

$$P_e = P_0 + f_2(X) \qquad (3)$$

și cum $X = K_1 I$ rezultă că.

$$P_e = P_0 + f_3(I), \qquad (4)$$

unde P_0 este presiunea de ieșire în repaus, adică atunci cînd $y = y_0$.

Alura ecuației (3) este dată în figura 8.

Din figura 8 rezultă că, pentru a obține o presiune de ieșire între 0,2 și 1 kgf/cm² la o presiune de alimentare de 1,2 kgf/cm² este necesară o cursă X a clapetei de aproximativ 60μ.

Se observă, de asemenea, că presiunea de ieșire este neliniară cu deplasarea clapetei și, cum deplasarea clapetei este liniară cu curentul ($X = K_1 I$), rezultă că și caracteristica curent-presiune $P_e = F(I)$ este neliniară [9, 10, 11, 12].

Pentru a liniariza caracteristica curent-presiune s-a folosit forța pneumatică a jetului de scăpări ca forță de reacție negativă [14].

În acest scop s-a construit duza cu diametrul relativ mare $D = 2{,}26$ mm.

Ecuația de funcționare a aparatului se obține scriind că sub acțiunea tuturor forțelor existente, echipajul mobil se găsește în echilibru în orice poziție X.

Aceste forțe sînt :

— forța electromagnetică — F_B ;

— forța elastică a membranelor — F_M ;

— forța elastică a resortului de reglaj — $F_R = K_R(X - X_R)$

unde :

K_R este coeficientul de elasticitate a resortului de reglaj ;

x_R — poziția de repaus a resortului de reglaj.

Forța de reacție exercitată de jetul de aer ce scapă prin duză : $F_D = S_D \cdot P_e$,

unde :

S_D este secţiunea duzei.

Greutatea echipajului mobil în cazul în care aparatul este înclinat faţă de orizontală cu unghiul :

(α) — $F_G = \pm G \sin \alpha$ unde G — greutatea echipajului mobil.

Ecuaţia de echilibru este :

$$F_B - F_M - F_D - F_r - F_G = 0. \quad (5)$$

Înlocuind valorile cunoscute şi presupunînd că presiunea de alimentare este constantă, rezultă :

$$KI - K_M X - K_R (X - X_R) - \\ - S_D P_e \pm G \sin \alpha = 0. \quad (6)$$

Aşa cum s-a văzut (3), presiunea de ieşire este o funcţie neliniară de deplasare a clapetei.

Un mod de a scrie ecuaţia (3) este :

$$P_e = P_0 + X \varphi(X), \quad (7)$$

unde :

$$\varphi(X) = \frac{\Delta P_e}{\Delta x} \quad (8)$$

este derivata curbei reprezentată de ecuaţia (3).

Înlocuind valoarea lui x din ecuaţia (7) în ecuaţia (6) şi făcînd toate calculele se obţine ecuaţia caracteristică de funcţionare :

$$P_e = \frac{K_B I + K_R X_R \pm G \sin \alpha}{S_D + \dfrac{K_M + K_R}{\varphi(X)}} + \frac{P_0}{1 + S_D \dfrac{\varphi(X)}{K_M + K_R}}. \quad (9)$$

Efectul termenului neliniar $\varphi(x)$ este cu atît mai mic cu cît suprafaţa duzei S_D este mai mare şi cu cît coeficienţii K_M şi K_R sînt mai mici.

Astfel se justifică suprafaţa S_D relativ mare adoptată pentru duză.

Ecuaţia caracteristică (9) este scrisă pentru cazul cînd presiunea de alimentare este constantă ($P_a = 1{,}2$ kgf/cm^2).

Variaţia presiunii de alimentare deplasează caracteristica (3) în acelaşi sens cu variaţia presiunii (fig.8).

Variaţia presiunii de alimentare este limitată în jos la presiunea maximă de ieşire egală cu 1 kgf/cm^2.

Presiunea de ieşire se menţine constantă, la un anumit curent de comandă, chiar dacă presiunea de alimentare variază în anumite limite admisibile, deoarece echipajul mobil ocupă poziţii diferite de echilibru care depind de presiunea de alimentare. În felul acesta, la variaţia presiunii de alimentare se modifică scăpările de aer şi nu presiunea de ieşire.

Dacă notăm cu ΔX variaţia poziţiei de echilibru a clapetei cu variaţia presiunii de alimentare ΔP_a se poate scrie :

$$\Delta P_a = \Delta X \cdot \varphi_1(X), \quad (10)$$

respectiv

$$\Delta X = \frac{\Delta P_a}{\varphi_1(X)}, \quad (10')$$

unde :

$\varphi_1(X)$ are o semnificaţie similară cu $\varphi(X)$ din ecuaţia (7).

Dacă se notează noua poziţie de echilibru cu ($X \pm \Delta X$), se poate scrie ecuaţia de echilibru pentru această situaţie :

$$K_B I - K_M (X \pm \Delta X) - K_R (X \pm \Delta X - \\ - X_R) - S_D P_e \pm G \sin \alpha = 0. \quad (11)$$

Înlocuind valoarea lui (X) din ecuaţia (7) şi a lui ΔX din ecuaţia (10), rezultă în final ecuaţia generală de funcţionare :

$$P_e = \frac{K_R I + K_R X_R \pm G \sin \alpha \pm \dfrac{P_a}{\varphi_1(X)} (K_M + K_R)}{S_D + \dfrac{K_M + K_R}{\varphi(X)}} + \\ + \frac{P_0}{1 + S_D \dfrac{\varphi(X)}{K_M + K_R}}. \quad (12)$$

Din ecuaţie se vede că eroarea introdusă de variaţia presiunii de alimentare este cu atît mai mică cu cît coeficienţii K_M şi K_R sînt mai mici şi cu cît valoarea minimă a derivatei $\varphi_1(X)$ este mai mare.

Alura ecuaţiei (12) pentru aparatul realizat este dată în figura 9.

Dacă se consideră că aparatul este perfect orizontal, fără resort de reglaj şi că presiunea

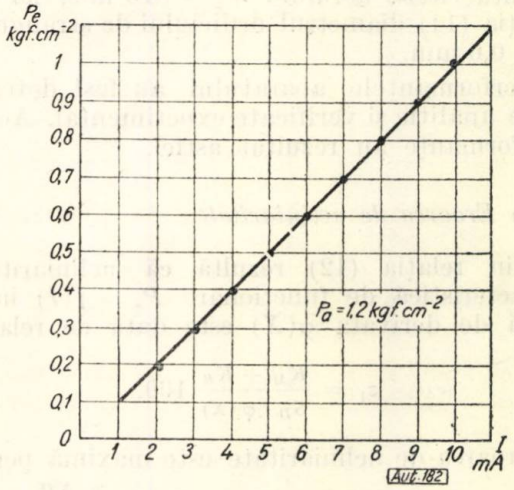


Fig. 9. Caracteristica curent-presiune a aparatului QSPA.

de alimentare este constantă, ecuaţia de echilibru (11) devine :

$$K_B I - K_M X - P_e S_D = 0, \quad (13)$$

de unde, făcînd înlocuirile numerice, rezultă diametrul duzei : $D = 2{,}26$ mm.

Orificiul de strangulare se dimensionează astfel încît scăpările de aer prin duză să nu fie mai mari de 0,35—0,4 m³/h.

Scăpările maxime de aer se obţin pentru o presiune de ieşire de 0,2 kgf/cm² cînd distanţa dintre duză şi clapetă este maximă.

Diametrul orificiului este dat de relaţia :

$$\delta = 2\sqrt{\frac{Q}{3\,600 \cdot W_2 \cdot \pi}}, \qquad (14)$$

unde :

Q este debitul maxim de aer prin orificiul de strangulare ;

W_2 — viteza maximă de trecere a aerului prin orificiul de strangulare.

Viteza aerului prin orificiul de strangulare se obţine din relaţia :

$$W_2 = \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(P_a - P_{e\,.\,min})\,10^4} \qquad (15)$$

unde :

γ este greutatea specifică medie a aerului la 24°C între presiunile $P_a = 1{,}2$kgf/cm² şi $P_{e\,.\,min} = 0{,}2$ kgf/cm².

Greutatea specifică medie a aerului este dată de relaţia

$$\gamma = \frac{1{,}293}{1 + 0{,}0036\,\theta} \cdot \frac{P'_a + P'_{emin}}{2} \qquad (16)$$

unde :

θ este temperatura aerului, 24° C ;

P'_a, P'_{emin} presiunea absolută a aerului, 2,2 ata, respectiv 1,2 ata.

Înlocuind valorile numerice în relaţia (15) rezultă viteza aerului : $W_2 = 313$ m/s, iar din relaţia (14) diametrul orificiului de strangulare $\delta = 0{,}6$ mm.

Performanţele aparatului au fost determinate analitic şi verificate experimental. Aceste performanţe au rezultat astfel.

a) Eroarea de neliniaritate

Din relaţia (12) rezultă că neliniaritatea caracteristică de funcţionare $P_e = f(I)$ introdusă de derivata $\varphi(X)$ este dată de relaţia :

$$\varepsilon_1 = \frac{K_M + K_R}{S_D \cdot \varphi(X)}\,100. \qquad (17)$$

Eroarea de neliniaritate este maximă pentru valoarea minimă a derivatei $\varphi(X) = \frac{\Delta P_e}{\Delta X}$.

S-a constatat că valoarea minimă a derivatei $\varphi(X)$ este 110 kgf/cm^{-2} şi corespunde la valoarea minimă a presiunii de ieşire (0,2 kgf/cm^{-2}).

Înlocuind valoarea minimă a derivatei $\varphi(X)$ în relaţia (17) se obţine : $\varepsilon_1 = 6{,}9\%$.

Rezultă că termenul neliniar reprezintă doar 6,9% din valoarea numitorului. La rîndul său acest termen care depinde de $\varphi(X)$, variază cu $\varepsilon_2 = \pm 6\%$.

Astfel se obţine în final eroarea maximă de neliniaritate

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_1 \varepsilon_2 = 6{,}9.6 = 0{,}42\%.$$

b) Eroarea introdusă de variaţia presiunii de alimentare

De asemenea, din relaţia (12) se vede că eroarea relativă introdusă de variaţia presiunii de alimentare este dată de relaţia :

$$\varepsilon_p = \frac{\frac{\Delta P_a}{\varphi_1(X)}\ (K_M = K_R)}{K_B I}\,100. \qquad (18)$$

Eroarea maximă se obţine pentru valoarea minimă a derivatei $\varphi_1(X) = \frac{\Delta P_a}{\Delta X}$.

Valorile derivatei $\varphi_1(X)$ pentru diferite valori ale presiunii de ieşire se calculează din caracteristicile de presiune din figura 8.

Valoarea minimă a derivatei $\varphi_1(X)$ este de 225 kgf/cm^{-2} şi corespunde la valoarea maximă a presiunii de ieşire 1 kgf/cm^{-2}.

Înlocuind valoarea minimă a derivatei $\varphi_1(X)$ în (18) şi ţinînd seama că pentru presiunea de alimentare de 1,2 kgf/cm², variaţia de presiune admisibilă $P_a = \pm 0{,}15$ kgf/cm² rezultă :

$$\varepsilon_p = \pm 0{,}55\%.$$

c) Eroarea introdusă de înclinaţia aparatului

Dacă aparatul nu este perfect orizontal apare o componentă a greutăţii echipajului mobil pe direcţia axială.

Din relaţia (12) se vede că eroarea relativă de înclinaţie este :

$$\varepsilon_G = \frac{\pm G \sin\alpha}{K_B I}\,100. \qquad (19)$$

unde :

G este greutatea echipajului mobil, 8 grame ;

α — unghiul de înclinaţie.

În scopul micşorării erorii relative de înclinaţie s-a construit organul mobil al aparatului de greutate minimă posibilă.

Pentru a cunoaşte care este înclinaţia admisibilă se calculează eroarea relativă de înclinaţie pentru diferite unghiuri notînd datele în tabela 1.

Tabela 1

± α minute	20	30	40	50	60	70	80	90	100
± ε_G%	0,12	0,17	0,22	0,28	0,33	0,38	0,44	0,49	0,55

Din această tabelă rezultă că unghiul de înclinație maximă admisibilă este $\pm$ 1,5 grade pentru care eroarea relativă de înclinație este încă sub 0,5%.

d) Eroarea cu temperatura

Eroarea cu temperatura a caracteristicii $P_e = f(I)$ se datorește faptului că inducția mag-

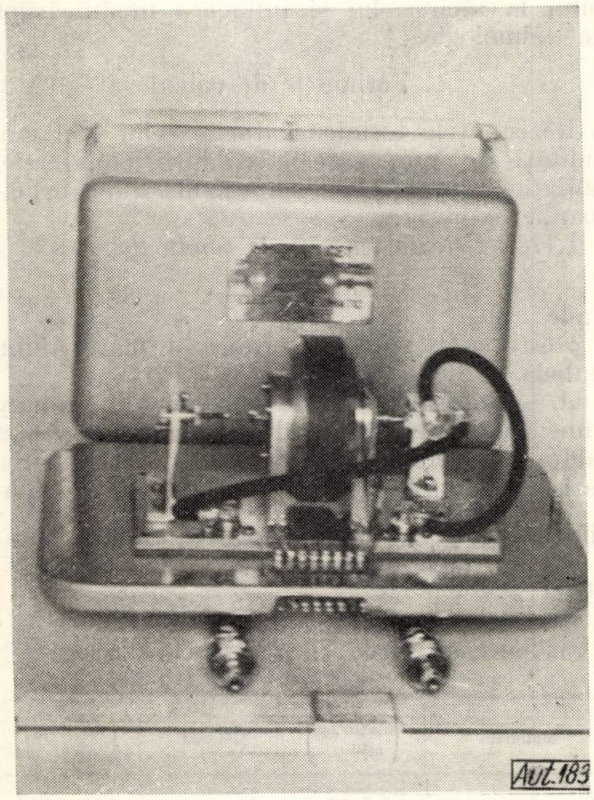


Fig. 10. Adaptor pentru servomotoare pneumatice ASP.

netică remanentă a magnetului permanent variază cu temperatura. Magnetul permanent folosit este ceramic izotrop, a cărui inducție magnetică remanentă variază cu 0,2% pentru fiecare grad Celsius.

Eroarea relativă de temperatură a fost determinată experimental pe două din aparatele construite, pentru temperaturi cuprinse între -3 și $+45°$ C.

Temperatura mediului la care a fost etalonat aparatul : 23° C.

Presiunea de ieșire variază cu aproximativ $\pm$ 0,4% pentru fiecare $\pm 10°$ C variație a temperaturii mediului ambiant.

e) *Alte performanțe* ale aparatului sînt următoarele ;

— frecvența proprie de rezonanță mecanică 35—40 Hz ;

— constanta de timp la un salt de curent de 8 mA (variația presiunii la 63% din valoarea limită), cu vană pneumatică de 1 l $<$ 6,5 s ; fără vană $<$ 1 s ;

— eroare de etalonare a limitelor $\leqslant \pm$ 0,3%.

Semnalul de intrare al adaptorului pentru servomotoare pneumatice corespunde standardului 2—10 mA curent continuu adoptat pentru sistemul unificat electrono-pneumatic elaborat de ICET. Semnalul de ieșire 0,2—1 kgf/cm^2 corespunde standardului internațional cel mai răspîndit.

Adaptorul pentru servomotoare pneumatice tip ASP, construit la ICET (fig. 10), este un apart robust, sigur în funcționare și care nu pune probleme tehnologice dificile la fabricație.

BIBLIOGRAFIE

[1] Herşcovici, H., Căluşiţă, M., Roisman, W., Nica, L. şi Mărcuţ, I. *Sistem unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale.* În : Automatica şi electronica **6**, nr. 1, ian.-feb. 1962, p. 4—11 ; **6**, nr. 2, mart.-apr. 1962, p. 41—48.

[2] Considine, M. D. *Process instruments and control handbook.* New York, Mc Graw Hill, 1957.

[3] Sotskov, S. M. *Datciki sistem avtomaticeskovo controlia i regulirovania.* Moscova, 1954.

[4] Ter Veen. *Cercetări în domeniul traductoarelor miniaturizate pentru telemăsură,* Conferința de telemăsură de la Chicago, 1955. Moscova, ediția 1956.

[5] Drametz, A. I. *Sistem de telemăsurare a presiunilor şi acceleraţiilor cu modulaţie de fază.* Conferința de telemăsură de la Chicago, 1955. Moscova, ediția 1956.

[6] Hornfek, J. *Transformator cu miez mobil ca traductor în dispozitivele industriale de telemăsură,* Conferința de telemăsură de la Chicago, 1955. Moscova, ediția 1956.

[7] Heath, J. *The differential transformer as a sensitive measuring device.* În : Electronic engineering, nr. 1, nov. 1958.

[8] Herşcovici, H., Căluşiţă, M. şi Şerban, R. *Tendinţe moderne în construcţia regulatoarelor automate electronice.* În : Automatica şi Electronica **4**, nr. 2 mart.-apr. 1960, p. 65—70.

[9] Helm, L. *Pneumatikus pozició tavado.* În : Mérés es automatika, nr. 11, nov. 1959, p. 346—348.

[10] Helm, L. şi Szabo, I. *Pneumatikus egységszabalyozók.* In : Mérés es automatika, nr. 2, feb. 1960, p, 57—61.

[11] Szabo, I. *Pneumatikus táp es segédberendezések.* În : Mérés es automatika, nr. 5, mai 1960, p. 153—155.

[12] Helm, L. *Pneumatikus alapjel tavallito.* În : Mérés es automatika, nr. 6, iunie 1960, p. 188—190.

[13] Catalog VEB. *Keramische Werke Hermsdorf,* dec. 1956, p. 23—39.

[14] Catalog Taylor, nr. 701-T.

~J 1925/64
LEFORDITVA

V. PAUKER

Rezistența termică a tranzistorului EF-T de joasă frecvență și mică putere

Încălzirea unui tranzistor în regim staționar este guvernată de ecuația liniară :

$$T_j = T_a + P.R_t, \qquad (1)$$

unde :

T_j este temperatura joncțiunii (de colector) ; valoarea maximă admisibilă a acestei temperaturi (stabilită din condiții de durată de viață a tranzistorului) este aproximativ 80 °C pentru germaniu ;

T_a — temperatura mediului ambiant ;
P — puterea disipată de tranzistor ;
R_t — rezistența termică a tranzistorului în condiții date de răcire *.

Din această expresie rezultă că, pentru o temperatură dată a mediului ambiant, puterea disipată maximă admisibilă a tranzistorului este dictată de rezistența lui termică, din care cauză pentru utilizatorul tranzistorului este de primă importanță cunoașterea valorii acestei rezistențe și, eventual modificarea ei în diverse condiții (adăugarea unor suprafețe suplimentare de răcire, acoperiri cu diferite vopsele etc.). Proiectantul unui tranzistor trebuie să cunoască nu numai valoarea globală a rezistenței termice, dar și structura acesteia, adică aportul elementelor constructive ale dispozitivului semiconductor la răcirea lui.

Calculul riguros al rezistenței termice este, practic, imposibil, mai cu seamă pentru dispozitive de mică putere, datorită dificultăților legate de structura complexă a dispozitivului. Pentru depășirea acestor dificultăți se introduc în calculul de proiectare o serie de simplificări, aproximații și neglijări mai mult sau mai puțin îndrăznețe. Calculele de acest gen sînt departe de a fi curente și de abia acum se precizează diferite amănunte ale tehnicii lor.

Ținînd seama de toate acestea și de necesitățile activității de proiectare a laboratoarelor Întreprinderii de piese radio și semiconductoare a fost realizat calculul complet al rezistenței termice a tranzistorului de joasă frecvență și mică putere, de tip EF—T 121—153, urmărind următoarele scopuri :

— punerea la punct a metodei de calcul a rezistenței termice utilizînd indicațiile din literatura curentă și completîndu-le acolo unde era nevoie ;

— verificarea eficacității și preciziei calculului ;

— stabilirea contribuției cantitative a diferitelor elemente constructive ale tranzistorului la răcirea lui și influența modificărilor de tehnologie.

* Rezistența termică reprezintă raportul diferenței de temperatură (măsurată în condiții de echilibru termic) între o joncțiune și un punct exterior specificat către puterea disipată în joncțiune (STAS 6360-61).

1. Formulele de calcul

Rezistențele termice datorite celor trei modalități de propagare a căldurii (conducție, radiație, convecție) se vor calcula după următoarele expresii :

1.1. *Rezistența termică de conducție :*

$$R_{t1} = \rho A,$$

unde

ρ este rezistivitatea termică a materialului (tabela 1) ;

A — factorul geometric dependent de forma și dimensiunile conductorului (tabela 2). Acest factor este același cu cel folosit la determinarea rezistenței electrice ($R_{e1} = \rho_e A$) sau capacitatea $\left(C = \frac{\varepsilon}{A}\right)$ a corpului cu aceiași parametri geometrici.

Tabela 1

Rezistivitățile termice ale materialelor ce intervin în construcția tranzistorului [1][2][6]

Material	$\left(\frac{°C}{mW}\,cm\right)$	Material	$\left(\frac{°C}{mW}\,cm\right)$
Cu	$2{,}7.10^{-4}$	Fe	$14{,}2.10^{-4}$
Al	$3{,}7.10^{-4}$	Ge	$19{,}2.10^{-4}$
Pt	$15{,}7.10^{-4}$	In	$23{,}9.10^{-4}$
Ni	$16{,}7.10^{-4}$	Sticlă	$922\ .10^{-4}$
Compound (74 % Al_2O_3 + 26 % ulei silicon)	$1\,250.10^{-4}$	Aer	4

Tabela 2

Factorii geometrici pentru cîteva forme ce intervin în tranzistor

Forma	Dimensiunea	A
Prismă dreaptă	înălțimea l suprafața secțiunii S	$\frac{l}{S}$
Disc cu orificiu central	grosimea g diametrul discului d_2 diametrul orificiului d_1	$\frac{1}{2\pi g} \ln \frac{d_2}{d_1}$
Două sfere concentrice	diametrul sferei exterioare d_2 diametrul sferei interioare d_1	$\frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{d_1} - \frac{1}{d_2}\right)$
Doi cilindri paraleli	diametrul cilindrilor d distanța între axele cilindrilor $g\ (> d)$ lungimea cilindrilor l	$\frac{1}{\pi l} \ln \frac{g + \sqrt{g^2 - d^2}}{d}$

1.2. *Rezistența termică de radiație* se deduce cu ajutorul legii lui Stefan—Boltzman:

$$P = \delta b S(T_c^4 - T_a^4) = \delta b S T_a^3 \Delta T \left[4 + 6 \frac{\Delta T}{T_a} + \right.$$

$$\left. + 4\left(\frac{\Delta T}{T_a}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T}{T_a}\right)^3 \right] \approx 4\,\delta b T_a^3 \Delta T, \quad (3)$$

de unde:

$$R_{t2} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{1}{4\delta b S T_a^3}, \quad (4)$$

în care:

δ este constanta lui Stefan; $\delta = 5{,}72 \cdot 10^{-9} \frac{\text{mW}}{^\circ\text{C}^4}$;

b — coeficientul de radiație (tabela 3);

S — suprafața corpului radiant;

T_c — temperatura absolută a corpului radiant;

T_a — temperatura absolută a mediului;

$\Delta T = T_c - T_a$;

P — puterea

Tabela 3

Coeficientul de radiație pentru cîteva tipuri de suprafață

Materialul	Coeficientul de radiație
Aluminiu șlefuit	0,04
Tablă de fier galvanizată și șlefuită	0,04
Tablă de fier galvanizată, brută	0,22
Lac de email alb	0,9

1.3. *Rezistența termică de convecție* este cu mult mai greu de calculat, ea depinzînd de mai mulți factori. Se poate admite [5] următoarea expresie:

$$R_{t3} = \frac{a}{S.\Delta T^{1/4}}, \quad (5)$$

unde:

a este un coeficient dependent de poziția corpului;

$a = 4$ — pentru placa orizontală, transportul de căldură făcîndu-se în sus;

$a = 7{,}7$ — pentru placa orizontală, transportul de căldură făcîndu-se în jos;

$a = 2{,}4.h^{1/4}$ — pentru placa verticală ($h < 30$ cm).

2. Calculul elementelor circuitului termic

Evacuarea căldurii din tranzistor se face după schema simplificată din figura 1 (în care s-a admis că ambele joncțiuni ale tranzistorului au aceeași temperatură și că, de asemenea, capsula lui este izotermă).

Se va efectua calculul rezistențelor termice în patru etape, urmărind schema (fig. 1):

1. joncțiunea-ambaza-capsula (J—3—4)— conducția;

2. ambaza-mediul ambiant (3-a) — conducția convecția-radiația;

3. joncțiunea-capsula (J—4)— conducția;

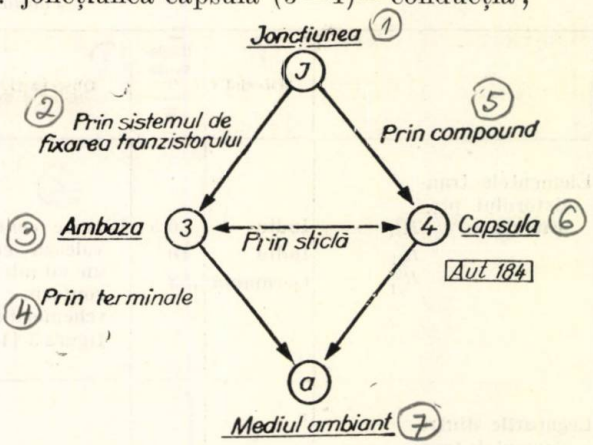


Fig. 1. Schema răcirii tranzistorului.

4. capsula-mediul ambiant (4-a)— convecția-radiația.

2.1. *Rezistențele termice ale tranzistorului* propriu-zis și ale sistemului lui de fixare se datoresc

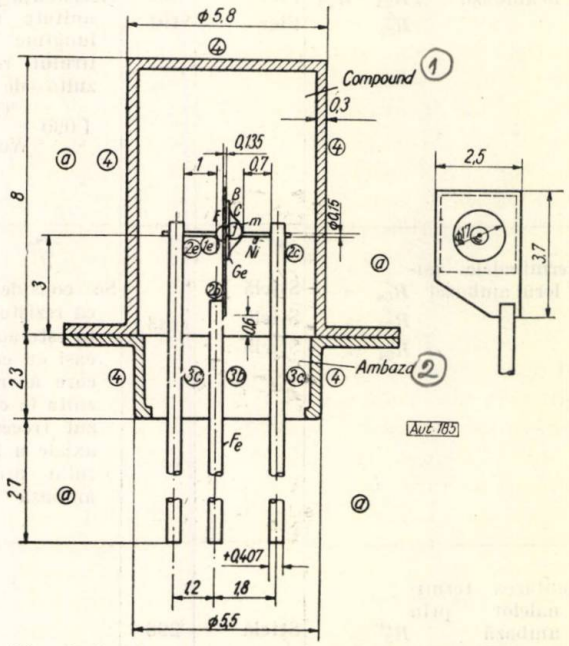


Fig. 2. Secțiunea printr-un tranzistor de tip EF-T 121—153.

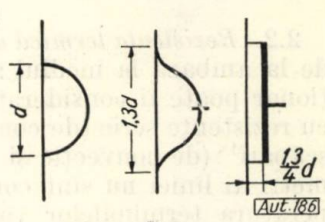


Fig. 3. Aproximarea factorului de formă a bilelor de emitor și colector.

exclusiv conducției. Calculul lor se efectuează cu ajutorul expresiilor din tabela 2, ținîndu-se seamă de dimensiunile elementelor date în

figura 2. Rezultatele acestui calcul sînt rezumate în tabela 4.

Tabela 4

	Material	Rezistenţa °C/W	Observaţii
Elementele tranzistorului propriu-zis R^c_{j1}	Indiu	6,5	Bila se echivalează cu un cilindru conform schemei din figura 3 [1]
R^e_{j1}	Indiu	10	
R^b_{j1}	Germaniu	58	
Legăturile dintre elementele tranzistorului şi terminale R^c_{12}	Nichel	660	
R^e_{12}	Nichel	945	
R^b_{12}	Coval	330	
Terminalele pînă la ambază $R^c_{23}=R^e_{23}$	Fier	452	Rezistenţa pe unitate de lungime a firului rezultă de 1 090 °C/Wcm
R^b_{23}	Fier	191	
Terminalele gulerul ambazei R^e_{34} =	Sticlă		Se consideră că rezistenţa este aceeaşi cu cea care ar rezulta în cazul trecerii axiale a firului prin ambază
R^c_{34} =	Sticlă	183	
R^b_{34} =	Sticlă		
Şuntarea terminalelor prin ambază R^{cb}_3	Sticlă	296	
R^{ec}_3	Sticlă	540	
R^{eb}_3	Sticlă	240	

2.2. *Rezistenţa termică de-a lungul terminalelor* de la ambază la mediul ambiant în regim staţionar poate fi considerată ca fiind a unei linii cu rezistenţe serie (de conducţie) şi paralel „de scăpări" (de convecţie şi radiaţie). Aceşti parametri ai liniei nu sînt constanţi, deoarece temperatura terminalelor variază de la un capăt la altul şi rezistenţele de convecţie sînt dependente de ΔT. Avînd însă în vedere că această dependenţă este puţin pronunţată, se poate considera o linie cu parametri constanţi. În cazul acesta, rezistenţa liniei cu capătul în scurt-circuit este analogă cu linia electrică:

$$R = \sqrt{\frac{r}{g}}\,\mathrm{th}\,l\sqrt{r \cdot g}, \qquad (6)$$

unde:

r este rezistenţa serie (de conducţie) pe unitatea de lungime;

g — conductanţa paralel (de radiaţie şi convecţie) pe unitatea de lungime;

l — lungimea liniei;

$$r = \frac{4\rho}{\pi d^2} = \frac{4.14{,}2.10^{-4}}{\pi\ 0{,}0457^2} = 1{,}09\ \frac{°C}{mW.cm}; \qquad (7)$$

$$g = g_c + g_r; \qquad (8)$$

g_c — conductanţa de convecţie;

g_r — conductanţă de radiaţie.

Utilizînd expresia (5) şi admiţînd $\Delta T = 10°C$, se obţine:

$$g_c = \frac{\pi.l.0{,}0407}{l.2{,}4}\sqrt[4]{\frac{10}{2{,}7}} = 0{,}073\ \frac{mW}{cm°C}. \qquad (9)$$

Această valoare trebuie considerată ca fiind cu totul aproximativă, ţinînd seamă de imperfecţiunea calculului transferului de căldură prin convecţie, în special în cazul de faţă (fire cilindrice subţiri, gradientul de temperatură de-a lungul lor, orientare necunoscută etc).

Conductibilitatea de radiaţie pe unitatea de lungime conform relaţiei (3) şi admiţînd $b = 0{,}2$ este:

$$g_r = 4.5{,}72.10^{-9}\ 0{,}2.300^3\ \frac{\pi\ 0{,}0407\,l}{l} = 0{,}016\ \frac{mW}{cm\,°C}, \qquad (10)$$

deci:

$$g = g_c + g_r = 0{,}09.\ \frac{mW}{cm°C}. \qquad (11)$$

Prin urmare:

$$R^e_{3a} = R^b_{3a} = R^c_{3a} \approx \sqrt{\frac{1{,}09}{0{,}09}}\ \mathrm{th}\ 2{,}7\ \sqrt{1{,}09.0{,}54} = 2{,}4\ \frac{°C}{mW}. \qquad (12)$$

2.3. *Rezistenţa de conducţie prin compound* de la plăcuţa-suport pînă la capsulă este:

$$R_{j4} = \rho_c A. \qquad (13)$$

În cazul care ne interesează, determinarea cît de cît exactă a factorului de formă A este foarte dificilă. Pentru a face totuşi estimări cantitative se va recurge la o aproximaţie care va fi verificată apoi experimental.

Se admite că factorul de formă este acelaşi cu al corpului mărginit de două sfere concentrice, ale căror suprafeţe sînt egale cu suprafeţele plăcii-bază şi, respectiv, cu cea a capsulei.

Prima suprafaţă este :

$$S_1 = 0{,}155 \text{ cm}^2,$$

iar a doua :

$$S_2 = 1{,}42 \text{ cm}^2.$$

Prin urmare :

$$d_1 = \sqrt{\frac{S_1}{\pi}} = 0{,}23 \text{ cm} \qquad (14)$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{S_2}{\pi}} = 0{,}67 \text{ cm} \qquad (15)$$

şi

$$A = 0{,}477 \text{ cm}^{-1}.$$

2.3.1. *Verificarea factorului de formă.* Capacitatea condensatorului format din cele două elemente care ne interesează este :

$$C = \frac{\varepsilon}{A},$$

unde A este acelaşi factor de formă.

S-au făcut următoarele măsurări asupra unui tranzistor avînd legăturile dintre bilele de colector şi emitor şi terminalele respective suprimate :

— capacitatea dintre terminalele de bază şi gulerul ambazei tranzistorului deschis (fără căpăcel) $C_1 \approx 0{,}39$ pF ;

— capacitatea dintre aceeaşi terminală şi cutia tranzistorului închis (fără compound) — $C_2 \approx 0{,}61$ pF.

C_2 cuprinde, pe lîngă capacitatea care interesează, şi pe C_1, deci :

$$C = C_2 - C_1 = 0{,}22 \text{ pF}.$$

Măsurările au fost executate cu ajutorul unei punţi de capacitate (de joasă frecvenţă) şi verificate prin măsurări cu un Q-metru, rezultatele coincizînd.

Avînd în vedere că pentru aer :

$$C = \frac{0{,}0885}{A}, \text{ pF},$$

rezultă :

$$A = 0{,}4 \text{ cm}^{-1} \pm 0{,}02 \text{ cm}^{-1},$$

deci aproximaţia admisă dă rezultate satisfăcătoare, eroarea nedepăşind 13 %.

Rezistivitatea compoundului, stabilită experimental [6], este :

$$\rho_c = 0{,}125 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}} \text{ cm}, \qquad (16)$$

deci :

$$R_{j4} = 0{,}125 \cdot 0477 \approx 0{,}06 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}} \cdot \qquad (17)$$

2.4. *Rezistenţa cutiei faţă de mediul ambiant* se compune din trei rezistenţe paralele : de radiaţie, conducţie şi convecţie. Aproximativ 80 % din conductanţă se datoreşte capsulei propriu-zise şi 20 %, gulerului ambazei. Rezistenţa dintre aceste două elemente este de aproximativ $15 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$.

Valorile componentelor rezistenţei cutiei sînt cele din tabela 5.

Tabela 5

1 Natura rezistenţei	2 Elementul	3 Valoarea rezistenţei °C/W	4 Observaţii
5 Radiaţia	capsula 8	1 050	
	gulerul ambazei 9	4 160	
6 Convecţie	capsula 8	670	
	gulerul ambazei 9	2 700	s-a admis $\Delta T \approx 20^\circ$C 10
7 Conducţie	capsula 8	950	
	gulerul ambazei 9	5 000	s-a egalat conductanţa cu cea a 11 unei sfere (avînd suprafaţa capsulei) faţă de infinit

3. Răcirea tranzistorului

Circuitul termic echivalent complet al tranzistorului este reprezentat în figura 4. El permite atît calculul rezistenţei termice totale a dispozitivului :

$$R_t \approx 0{,}23 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}},$$

cît şi al rezistenţelor care se obţin în condiţii particulare de răcire. Valorile acestora sînt date

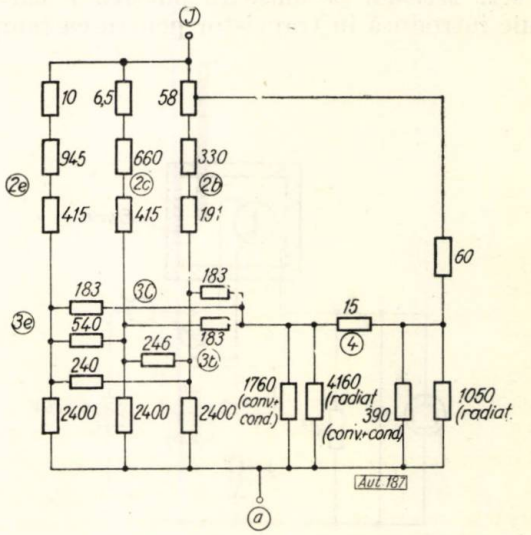


Fig. 4. Reţeaua termică echivalentă a tranzistorului EF-T 121—153.

în tabela 6. De asemenea, reţeaua termică echivalentă permite efectuarea calculului fluxului de putere prin diferite căi, pentru stabilirea importanţei acestora la răcirea tranzistorului.

Rezultatul acestui calcul este reprezentat grafic în figura 5. După cum se vede, aproximativ două treimi din putere se disipă prin

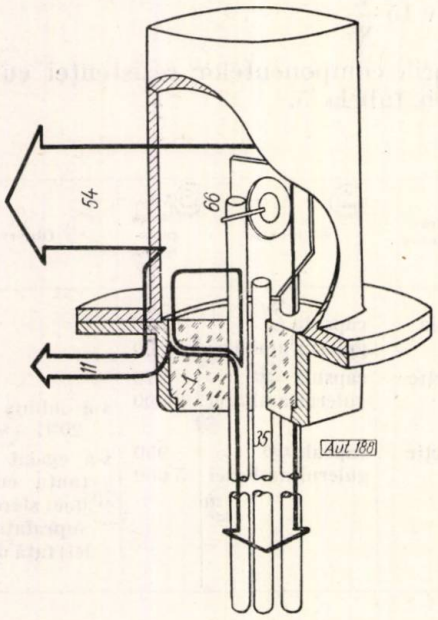


Fig. 5. Schema evacuării căldurii din tranzistorul EF-T 121—153.

capsula tranzistorului şi o treime prin terminalele lui.

Participarea ambazei la transferul de căldură este neglijabilă datorită faptului că mijlocul şi marginile ei sînt aproximativ izoterme.

4. Verificări experimentale

4.1. *Metoda.* Se măsoară puterea P care trebuie introdusă în tranzistor pentru ca temperatura joncţiunii bază-colector să atingă o anumită valoare.

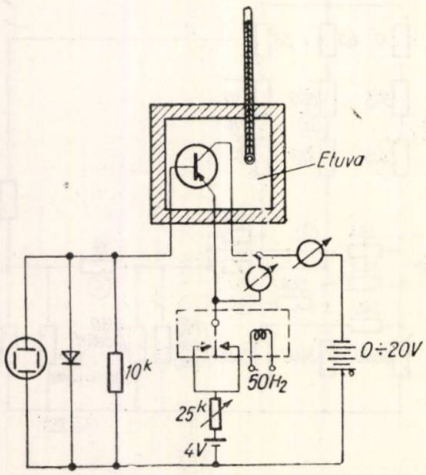


Fig. 6. Schema instalaţiei experimentale pentru măsurarea rezistenţei termice.

Măsurarea se face pentru două valori diferite ale temperaturii ambiante T_a, temperatura joncţiunii atinse fiind aceeaşi în ambele cazuri. Rezistenţa termică este :

$$R = \frac{T_{a1} - T_{a2}}{P_2 - P_1} . \qquad (18)$$

Temperatura joncţiunii se stabileşte prin măsurarea valorii curentului de saturaţie (I_{CBO}) a joncţiunii de colector. Pentru aceasta, tranzistorul se deconectează periodic pentru un timp scurt, din montajul în care în tranzistor se introduce puterea de încălzire, şi se conectează într-un montaj de măsurare a lui I_{CBO}.

Citirea se face cu ajutorul unui oscilograf.

4.2. *Instalaţia experimentală* (fig. 6). Atunci cînd limba comutatorului se află în una dintre poziţiile extreme, făcînd contact cu bornele, prin tranzistor trece curentul de colector, a cărui valoare se reglează cu ajutorul rezistenţei variabile din circuitul de emitor. Puterea se măsoară cu ajutorul celor două instrumente. În scurtă perioadă de trecere a limbii comutatorului de pe un contact pe altul, emitorul se deconectează şi, cu ajutorul oscilografului de c.c., se măsoară curentul de bază I_{COB}. Dioda asigură şuntarea rezistenţei de bază în perioada de încălzire a tranzistorului.

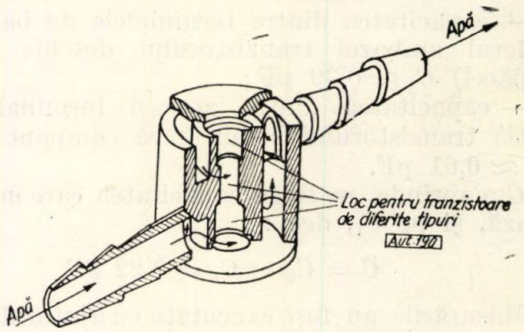


Fig. 7. Construcţia dispozitivului de răcire cu rezistenţa termică cvazinulă.

Măsurările se efectuează întîi cu tranzistorul introdus într-o etuvă la temperatura T_{a1} (50—70°C), puterea P_1 fiind foarte mică (datorită doar curentului rezidual de colector) pentru a evita disipaţia, deoarece convecţia puternică dată de ventilatorul etuvei modifică complet rezistenţa termică. Se stabileşte nivelul curentului I_{CBO}, fără a măsura valoarea lui. Apoi tranzistorul se aşază în condiţii dorite de răcire şi se introduce puterea pînă la obţinerea aceluiaşi nivel al curentului I_{CBO}.

Pentru verificarea valorii elementelor reţelei termice a tranzistorului s-a măsurat rezistenţa lui termică în diferite condiţii : cu şi fără compound, cu răcire normală în aer şi cu capsula conectată la un radiator infinit. Aceasta (fig. 7) a fost realizată sub forma unui bloc de cupru, în centrul căruia s-a practicat un puţ cilindric axial avînd diametrul egal cu cel al capsulei (pentru trei tipuri de capsule). Puţul central a fost înconjurat de o reţea formată din două

canale inelare, unite prin şase canale verticale prin care circulă apă la temperatura dorită (debit de circa 11 l/min).

Tranzistorul se introduce în locaşul lui uns cu ulei de siliconi pentru realizarea unui contact termic cît mai bun. Rezistenţa acestui contact poate fi evaluată la circa $(1-5)\,10^{-3}\,\frac{°C}{mW}$, rezistenţa termică a radiatorului fiind neglijabilă $\left(\text{aproximativ } 3.10^{-5}\,\frac{°C}{mW}\right)$.

4.3. *Rezultatele valorii medii* a măsurărilor efectuate asupra mai multor tranzistoare sînt cuprinse în tabela 6.

Tabela 6

Rezultatele comparative ale măsurărilor şi ale calculului

Tranzistor	Modul de răcire	R_t măsurată °C/mW	R_t calculată °C/mW
Normal	în aer	0,24	0,229
Nichelat	în aer	0,27	0,266
Fără campound	în aer	0,55	0,522
Normal	radiator infinit	0,08	0,06—0,10
Fără campound	radiator infinit	0,45	0,346

După cum se observă, rezultatele experimentale coincid satisfăcător cu cele calculate (erorile de ordinul 2—5% trebuie puse în mare măsură şi pe seama coincidenţei, întrucît nici precizia calculului, nici cea a măsurărilor nu justifică o corespondenţă atît de strînsă).

Se vede că valorile măsurate sînt mai mari decît cele calculate. Aceasta se poate datora unei subaprecieri a rezistenţei date de legăturile tranzistorului cu terminale şi, în special, cu cea de bază.

În încheiere autorul ţine să aducă şi pe această cale mulţumirile sale tovarăşului *Serban Epure*, pentru ajutorul dat la efectuarea măsurărilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Robert, G. N. şi Scarr, W. A. *The design and measurement of semiconductor devices in terms of thermal behavior.* În: I.E.E., mai 1959.

[2] Slavinski, M. P. *Proprietăţile fizico-chimice ale elementelor.* Bucureşti, Editura tehnică, 1955.

[3] Seurat, J.-P. M. *Sur les problémes de refroidissement des élements semi-conducteurs diodes et transistor, calcul simple de la résistance thermique des radiateurs et détermination de la puissance dissipée maximum.* În: L'onde électrique, febr. 1960, p. 164—182.

[4] Seurat, J.-P. M. *Problèmes thermiques des éléments semi-conducteurs.* În: Revue générale d'électronique, nr. 170, ian. 1961, p. 23—30; nr. 171, febr. 1961.

[5] Thuy, M. J. *Termische Probleme bei Transistoren.* În: Electronische Rundschau, nr. 1, 1961, p. 15—18; nr. 2, 1961.

[6] Panaitescu, D. şi Pauker, V. *Determinarea conductibilităţii termice a unui material viscos.* În: Studii şi cercetări de fizică, nr. 5, 1962, p. 783—786.

C. NEGOIŢĂ

Consideraţii asupra brevetabilităţii schemelor cu tranzistoare

Ca urmare a întrebuinţării schemelor cu tranzistoare, atît de cercetători, cît şi de cei care lucrează în producţie, este firesc să apară o serie de realizări tehnice sau ştiinţifice noi, originale şi este necesar ca toate aceste realizări să fie protejate la noi în ţară prin certificate de autor şi, peste graniţă, prin brevete de invenţie.

În felul acesta, pe de o parte se va fixa prioritatea asupra realizărilor noastre tehnice, iar pe de altă parte se va asigura valorificarea acestor realizări în străinătate.

În această situaţie, este de un deosebit interes să se ştie ce poate fi protejat şi ce nu, adică pentru ce se poate cere certificat de autor sau un brevet de invenţie.

Problema brevetabilităţii schemelor cu tranzistoare a fost pusă o dată cu apariţia tranzistorului în industria electronică şi a căpătat diverse rezolvări, în general, brevetarea făcîndu-se mai intens în ţările în care a existat o tradiţie veche în brevetare. Trebuie ţinut seamă însă de faptul că, cu cît este mai nouă o ramură a tehnicii, cu atît trebuie să fie mai mare interesul pentru protejarea realizărilor din acest domeniu [1], [2], [3].

În cele ce urmează se face o analiză a caracterului de brevetabilitate a tranzistorului ca element, şi al schemelor cu tranzistoare.

Cele mai multe dintre legislaţiile naţionale recunosc ca brevetabilă o invenţie în următoarele cazuri:

a) dacă aceasta este rezolvarea unei probleme tehnice;

b) dacă rezolvarea este nouă pe plan mondial;

c) dacă prezintă progres tehnic concretizat în avantaje economice sau sociale, faţă de soluţiile cunoscute;

d) dacă este utilă şi poate fi, practic, realizată.

Din prima condiţie rezultă că o descoperire, o lege fizică sau o indicaţie de calcul nu sînt brevetabile, ci numai aplicaţiile practice ale acestora.

A doua condiţie se referă la cerinţele de noutate pe plan mondial.

O rezolvare a unei probleme nu este considerată ca nouă cînd aceasta a fost descrisă în lucrări tipărite, publice, astfel încît utilizarea ei de către alţi specialişti, după această descriere, apare ca posibilă.

Trebuie precizat că expunerea sau utilizarea prealabilă, de notorietate publică, este echivalentă cu o lipsă de caracter de noutate.

Caracterul de invenţie este strict legat de caracterul de progres, deoarece este firesc ca o invenţie să ducă la mersul înainte al tehnicii.

Aprecierea realizării practice este, de obicei, mai dificilă decît stabilirea caracterului de noutate, deoarece nu tot-

deauna se poate stabili anticipat, la apariţia unei invenţii, dacă aceasta va putea fi realizată cu mijloacele existente.

Dintre toate aceste considerente rezultă că pot forma obiectul unor invenţii produsele noi, procedeele de fabricaţie noi sau metodele noi.

Un produs nou este o unitate constitutivă sau funcţională, care se distinge de produsele similare anterioare, prin caractere noi, esenţiale.

Noutatea produsului rezultă din compoziţia sa, din forma sa, din structura sa, din avantajele sale industriale, fără să fie necesar ca obiectul să aparţină unui gen complet nou.

Este tocmai cazul tranzistorului, care, deşi cunoscut din anul 1949, a fost mereu perfecţionat constructiv, diversele soluţii constructive fiind brevetate în majoritatea cazurilor.

Un exemplu îl constituie brevetul unui tranzistor de putere, obţinut în anul 1960 (4). Brevetul se referă la un tranzistor de putere la care evacuarea căldurii produse de colector în timpul funcţionării este obţinută prin sudarea unui corp metalic, bun conducător de căldură, la pastila metalică care este sudată la semiconductor pentru a forma stratul limită al colectorului.

În momentul brevetării era cunoscută evacuarea căldurii prin utilizarea unei suprafeţe mari a colectorului şi prin sudarea colectorului la un soclu metalic gros, bun conducător de căldură, de exemplu, o piesă de cupru.

Căldura era preluată de piesa metalică, unde se repartiza în masa ei şi de unde trecea în capsulă prin intermediul unui strat de ciment de mare suprafaţă, izolant din punct de vedere electric.

Soluţia cunoscută prezenta un dezavantaj prin faptul că se obţinea foarte greu, prin tăiere sau dizolvare, o pastilă metalică (de obicei indiu) suficientă ca joncţiunea p-n a colectorului să fie în contact perfect cu suportul metalic bun conducător de căldură.

Brevetul descrie un tranzistor la care suportul bun conducător de căldură are un canal prin care pastila metalică pătrunde, atingînd faţa opusă a suportului, asigurînd un contact aproape perfect.

Elementul de noutate al acestui tranzistor îl constituie, prin urmare, un mic detaliu constructiv care duce însă la un efect superior. Acest element nou conferă produsului caracterul de brevetabilitate, care devine astfel obiectul unui brevet, cu toate că, în general, el este realizat după o tehnică cunoscută. Simplele schimbări de formă, de dimensiune, de material, care în aplicare nu duc la efecte deosebite, superioare, nu pot da un caracter de brevetabilitate. Totuşi, o schimbare de material poate da un caracter de brevetabilitate unui produs, cînd apariţia lui nu reprezintă o consecinţă normală a proprietăţilor noului material. Este situaţia tranzistorului unde schimbarea materialului (siliciu în loc de germaniu) a dus la apariţia unui produs cu calităţi net superioare.

Circuite noi cu tranzistoare

Un circuit constituie un tot compus din elemente asamblate într-o anumită ordine, pentru a obţine un anumit efect tehnic, elementele constitutive fiind interdependente funcţional, astfel încît dacă un element se suprimă sau îşi schimbă locul, circuitul se modifică în sensul că nu mai produce acelaşi efect tehnic.

De obicei, circuitele pot fi brevetate cînd realizarea lor duce la funcţii noi. În cadrul brevetelor pot intra însă şi circuite care nu duc la funcţii noi.

Un asemenea caz îl constituie circuitele simplificate care asigură aceleaşi funcţii ca şi circuitele din care provin. Astfel, în anul 1958 [5] a fost brevetat un circuit binar de adunare, cu tranzistoare, la care apar, simultan, la intrare trei semnale : două cifre binare care trebuie adunate şi un semnal de transfer.

Erau cunoscute circuitele de adunare realizate cu mai multe tranzistoare.

Faţă de acestea, brevetul propune un circuit de adunare cu un singur tranzistor. Elementul nou îl constituie în acest caz utilizarea, într-un anumit fel, a unui singur tranzistor care conferă circuitului caracterul de brevetabilitate.

Sînt brevetabile şi perfecţionările aduse unor scheme cunoscute cu tranzistoare chiar cînd acestea par simple, dacă aceste perfecţionări duc la efecte noi sau superioare.

Ca exemplu se poate menţiona un brevet apărut în anul 1962 cu titlul : „amplificator de c.c. pe bază de tranzistoare" [6].

Brevetul descrie un amplificator de c.a. cu chopper la intrare şi detector sensibil la fază la ieşire, comandate sincron de un generator de impulsuri.

Astfel de amplificatoare de c.c. cunoscute aveau o legătură galvanică între chopper şi intrarea amplificatorului de c.a. şi redresoarea monoalternanţă, comandate sincron la ieşire.

Aceste amplificatoare de c.c. au dezavantajul că pretind filtrarea tensiunii de ieşire şi nu pot fi aplicate acolo unde intrarea şi ieşirea trebuie să fie la potenţiale diferite faţă de masă.

Soluţia dată de brevet pentru înlăturarea acestor dezavantaje constă în cuplarea prin capacităţi a chopperului cu amplificatorul de c.a. şi realizarea unui detector sensibil de fază, cu patru tranzistoare pentru obţinerea unei redresări a ambelor alternanţe.

Îmbunătăţirile nu au dus la un efect nou, ci numai la un efect superior, ceea ce este suficient pentru a conferi un caracter de brevetabilitate amplificatorului în ansamblu.

Multe dispozitive sau aparate tranzistorizate provin din scheme cunoscute cu tuburi electronice la care acestea au fost înlocuite cu tranzistoare.

Dispozitivele care rezultă dintr-o înlocuire simplă cu un tranzistor care asigură aceeaşi funcţie în ansamblu, astfel încît efectul tehnic rămîne acelaşi, nu pot fi brevetate, deoarece fiind cunoscute proprietăţile generale ale tranzistoarelor, un proiectant în cadrul sarcinilor profesionale normale trebuie să utilizeze elementele existente într-un mod corespunzător.

De exemplu, în dispozitivele de măsurare, comandă sau reglare, ca traductoare generatoare, se pot folosi termoelemente sau fotoelemente care produc curenţi în circuite de impedanţă redusă.

De obicei, aceste traductoare sînt urmate de amplificatoare care, la ieşire, sînt echivalente cu o sursă de rezistenţă internă mare.

Tranzistoarele sînt cunoscute ca elemente cu rezistenţă de ieşire relativ ridicată. De aceea, este de aşteptat ca un specialist în domeniul tehnicii reglării să caute dintre circuitele de amplificare pe acelea care se adaptează mai bine traductoarelor.

Prin urmare, nu are caracter de brevetabilitate introducerea amplificatorului cu tranzistoare, în scopul ridicării impedanţei semnalului traductoarelor, deoarece acest lucru era făcut şi de amplificatoarele cu tuburi.

Dacă utilizarea unui amplificator cu tranzistoare într-un dispozitiv duce la efecte tehnice noi sau superioare, acest dispozitiv poate fi brevetat.

De exemplu, într-un brevet din anul 1962 [7] este descris un generator de zgomot. O cerinţă, în măsurarea la înaltă frecvenţă, o constituie existenţa unor surse de zgomot „alb" la frecvenţe peste 10 MHz.

Practica uzuală folosea ca sursă de zgomot o diodă termionică obişnuită cu un catod filamentar. Dezavantajul unei asemenea surse îl constituie faptul că nivelul zgomotului variază considerabil, dacă variază tensiunea aplicată diodei şi faptul că în unele cazuri pentru obţinerea unui nivel suficient al ieşirii trebuie aplicată o tensiune foarte mare. Aceste dezavantaje sînt înlăturate de soluţia brevetată prin utilizarea unei diode Zener, care lucrează la sau peste tensiunea Zener.

Coeficientul de temperatură al nivelului de ieşire a zgomotului depinde însă de compoziţia diodei căci diferitele tipuri comerciale de diode Zener au diferiţi coeficienţi de temperatură, pozitivi sau negativi. Coeficientul de temperatură al amplificării unui amplificator obişnuit cu tranzistoare este negativ şi depinde de la amplificator la amplificator, în funcţie de numărul şi de construcţia tranzistoarelor.

Selectînd o diodă Zener cu un coeficient de temperatură predeterminat pozitiv şi un amplificator cu un coeficient de temperatură predeterminat negativ, care amplifică zgomotul de ieşire al diodei Zener, se obţine la ieşirea amplificatorului un nivel de zgomot, care este independent de temperatura ambiantă.

În acest caz, amplificatorul cu tranzistoare nu face o înlocuire simplă a unui amplificator cu tuburi electronice; prezenţa tranzistorului duce la un efect tehnic nou: compensarea variaţiilor de temperatură.

Dispozitivul care face obiectul brevetului are caracter de brevetabilitate, deoarece nu este realizat printr-o asociere simplă de elemente, ci o asociere organică în care elementele cooperează şi produc un rezultat diferit de acela al fiecărui element luat în parte, izolat.

Tranzistoarele pot să apară în scheme şi împreună cu tuburi. Un exemplu îl constituie un brevet cu titlul: „Repetor catodic" din anul 1962 [8]. În brevet se menţionează că sînt cunoscute repetoarele catodice, la care, circuitul de grilă al repetorului catodic, este introdus un amplificator al tensiunii de eroare.

Repetorul catodic descris de brevet se deosebeşte de cele cunoscute prin aceea că, în calitate de amplificator al tensiunii de eroare, s-a introdus un tranzistor.

Se obţine, astfel, un efect superior, simplificarea dispozitivului şi un coeficient de amplificare riguros în apropierea de unu, şi un efect nou, obţinerea unei rezistenţe mai mici de ieşire a repetorului.

Nu este exclus ca să fie găsite montaje noi şi avantajoase, care să prezinte elemente de progres tehnic surprinzător, care nu pot fi prevăzute cu uşurinţă.

Se poate da ca exemplu un brevet din anul 1962 pentru un circuit de integrare [9].

În anul 1962 era de mult cunoscută utilizarea unui circuit RC pentru integrarea semnalelor sinusoidale. La aceste circuite tensiunea pe capacitate reprezintă integrala semnalului de intrare şi este tot o tensiune sinusoidală defazată în urma semnalului de intrare cu 90°. Acest defazaj nu este de dorit cînd se integrează tensiunea de eroare, mai ales la servosisteme care lucrează cu semnale de eroare sinusoidale integrate.

Brevetul descrie un dispozitiv cu tranzistoare care reduce mult defazajul, integrînd separat suprafaţa pozitivă şi negativă a sinusoidei semnalului de intrare. În acest scop se utilizează două circuite RC şi două tranzistoare (unul p-n-p şi altul n-p-n), conectat fiecare astfel încît în stare de conducţie să prezinte o rezistenţă mică unui condensator, baza fiecărui tranzistor fiind conectată la semnalul de intrare şi tensiunile care apar pe cei doi condensatori fiind aduse la aceeaşi bornă de ieşire.

Această dispunere a tranzistoarelor în schemele circuitelor de integrare este nouă şi a dus la un efect tehnic nou: reducerea defazajului.

Metode noi de realizare a anumitor funcţii

În afară de circuite se pot breveta şi metode care duc la realizarea unor noi funcţii ale circuitelor. Pentru ca metoda să fie brevetabilă trebuie, evident, să fie nouă.

În ultimul timp sînt rar întîlnite metode care sînt complet noi, adică nu au mai fost utilizate în nici o altă ramură a tehnicii. Exemple de astfel de metode le constituie procedeele de realizare a memoriilor în maşinile electronice de calcul. Aceste procedee apar la intervale relativ mari de timp şi duc la salturi calitative importante în tehnica respectivă.

Este mult mai des întîlnită situaţia cînd se recunoaşte ca invenţie o nouă folosire a unei metode cunoscute, de la fabricarea unui alt produs din acelaşi domeniu sau dintr-un domeniu diferit.

În acest caz metoda devine nouă pentru fabricarea noului produs, brevetarea ei fiind posibilă numai în cazul cînd efectele rezultate prin aplicarea ei sînt noi sau superioare efectelor obţinute cu metodele folosite anterior.

În acest scop, nu este necesar, ca rezultatul obţinut să fie el însuşi nou. Este suficient şi necesar însă să aducă un progres tehnic în raport cu mijloacele cunoscute, care permit obţinerea aceluiaşi rezultat.

În această situaţie este brevetabilă numai metoda, nu şi rezultatul. Este evident că pot să apară brevetate mai multe metode pentru obţinerea aceluiaşi produs.

Ca un exemplu de metodă brevetabilă în legătură cu schemele cu tranzistoare, poate fi menţionat un brevet din anul 1963 cu titlul: „Îmbunătăţiri la circuitele care cuprind tranzistoare" [10].

La data acordării brevetului era bine cunoscută utilizarea termistoarelor pentru compensarea derivei de temperatură. Termistoarele erau folosite în divizoare de tensiune pentru stabilizarea polarizării.

Brevetul se referă la aplicarea aceleiaşi metode pentru protecţia unui tranzistor împotriva suprasarcinii, datorită creşterii proprii de temperatură.

Elementul de noutate al brevetului îl constituie faptul că termistorul este astfel dispus în schemă încît să primească căldura direct de la tranzistor, şi deci numai creşterea temperaturii tranzistorului schimbă valoarea rezistenţei sensibilă la temperatură, care ajustează polarizarea ca să menţină în limite predeterminate curentul prin tranzistor.

Termistorul este montat în strîns contact cu un suport metalic care fixează, tot prin contact, tranzistorul, şi care e montat pe un suport izolator din punct de vedere termic.

Circuitul permite comanda curentului şi deci a puterii dirijate într-un tranzistor de putere, conectînd un alt tranzistor în circuitul tranzistorului de putere, încît cele două tranzistoare să aibă acelaşi circuit de emiter, acest alt tranzistor avînd un circuit de polarizare în care e inclus termistorul cu care este în relaţii de transfer de căldură.

Concluzii

În condiţiile apariţiei şi consolidării unei industrii a semiconductoarelor în R.P.R., problema caracterului de brevetabilitate a schemelor cu tranzistoare prezintă un deosebit interes pentru apărarea produselor şi procedeelor acestei industrii.

Este bine să se ştie ce poate fi brevetat şi ce nu, fiind cunoscut că cel puţin 90% din soluţiile tehnice brevetate în lume, în toate domeniile tehnicii, sînt perfecţionări simple şi că invenţiile capitale, aşa-numite de pionierat, reprezintă un procent foarte mic.

Din acest punct de vedere este de dorit ca industria de semiconductoare în care apar în mod curent numeroase realizări în toate compartimentele, (cercetare, proiectare, producţie), să înregistreze un număr cît mai mare de realizări originale, brevetabile, deoarece realizările protejate prin invenţii pot fi valorificate cu mult mai mare eficacitate atît în ţară, cît şi în străinătate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Haft, G.: *Zur Frage der Patentfähigkeit von Transistorschaltungen.* In: Elektronik, nr. 3, 1960, p. 65.

[2] *Obzor patenthnih zakonov otdelinih kapitalisticeskih stran.* Sub redacţia lui I. V. Cerriacov Moscova, 1961.

[3] Levin, V. I. şi Dancev, M. G. *Postanovka izobretateliskoi i raţionalizatorskoi raboti v naucino-issledovateliskih, proektnih i konstructorskih organizaţiah.* Moscova, 1961.

[4] Brevet Franţa, nr. 1230967 — cls. H—01—1—21.09.1960.

[5] Brevet R. F.G.,nr. 1 026 996 — cls. 42—m—14 — 4.01.1958.

[6] Brevet Polonia, nr. 45 640 — cls. 21 — a^2—18/02 — 15.04.1962.

[7] Brevet Anglia, nr. 905 019 — cls. 40 (5) — 5.04. 1962.

[8] Brevet U.R.S.S. nr. 146 780 — cls. 21—a^2—18^{08} — 12.05.1962.

[9] Brevet Anglia, nr. 904 969 — cls. 40 (6) — 5.09.1962.

[10] Brevet Anglia, nr. 915 290 — cls. 40 (6) — 9.01.1963.

NOTE

C. POPESCU, N. PARASCHIV şi C. POPILIAN

Automatizarea controlului rolelor pentru rulmenţi în întreprinderea I.O.R.

Mergînd pe linia introducerii tehnicii noi, operaţia de sortat role pentru rulmenţii fabricaţi în întreprindere a fost de curînd automatizată prin construirea unei maşini speciale de sortat.

Maşina de sortat role, construită la întreprinderea I.O.R., realizează sortarea rolelor în cinci grupe, din doi în doi microni, cu o viteză de 1 400 role/h.

Rolele a căror mărime depăşeşte în plus sau în minus domeniul de sortare sînt separate în două grupe diferite.

Funcţie de dimensiunea rolei, raza de lumină este deviată mai mult sau mai puţin, impresionînd unul sau mai multe traductoare fotoelectrice $T_1 \dots T_6$ (fig. 1 şi 2).

În cazul cînd rola are o dimensiune mai mică decît domeniul de sortare, raza de lumină nu impresionează nici o fotocelulă şi rola cade în ultima despărţitură a cutiei *10* de sortare, care nu are capac de închidere.

În cazul cînd raza de lumină impresionează unul sau mai multe traductoare fotoelectrice, semnalul primit de la traduc-

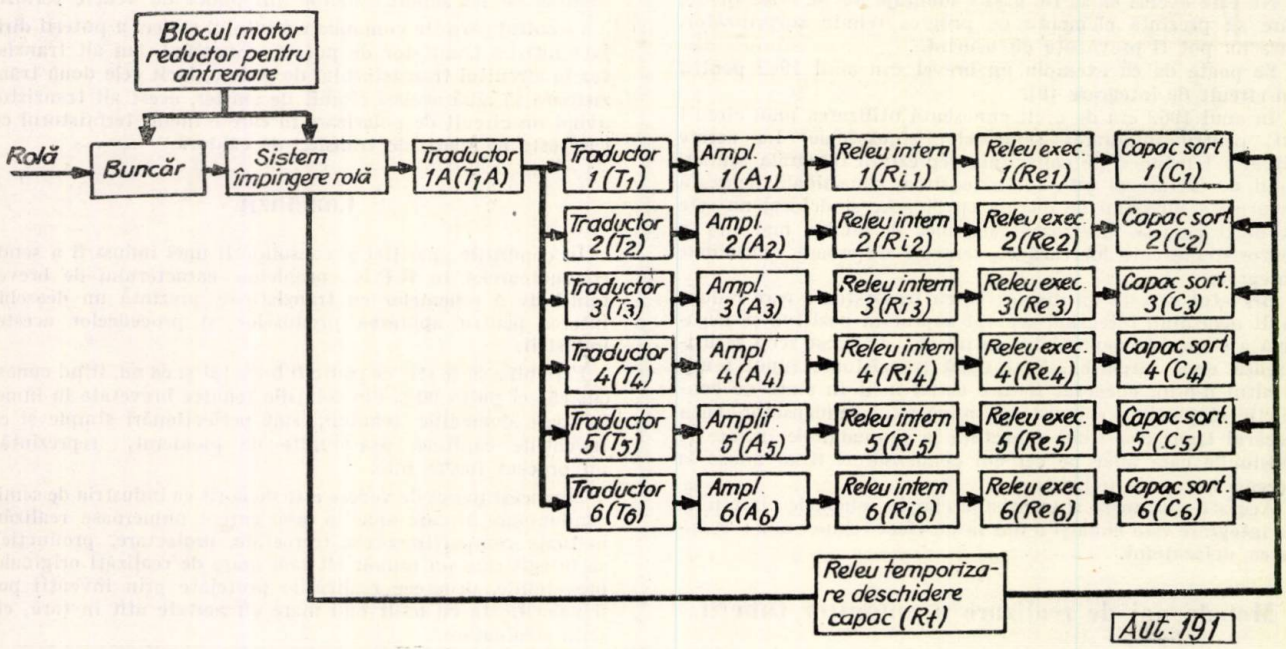


Fig. 1. Schema-bloc a maşinii.

Principiul de funcţionare a maşinii rezultă din figura 1 (schema-bloc) şi din figura 2 (schema de principiu a maşinii).

Rolele sînt aşezate în buncărul *1* (fig. 2), de unde sînt preluate de tija *2*, care se mişcă în sus în jos, datorită excentricităţii camei *3*. Sub tijă se află cama *4*, care preia rola într-un locaş practicat pe exteriorul camei şi o aruncă în pîlnia cu ţeavă *5*. De aici rola este preluată de tija de împingere *6* care primeşte o mişcare de du-te-vino de la cama excentrică *7*.

Tija *6* împreună cu cama *7* constituie sistemul de împingere din figura 1.

Tija împinge rola sub comparatorul micrometric *8* care realizează măsurarea dimensiunii rolei.

Sensibilitatea comparatorului este de $\pm$ 0,025 microni.

Cînd trece pe sub tija comparatorului, în contact cu rola este şi contraîmpingătorul *9*, care, avînd o porţiune teşită la fel ca şi tija de împingere *6*, realizează contactul intim al rolei cu suprafaţa de referinţă (faţă de care se face măsurarea).

Pe axul comparatorului se află fixată rigid o oglindă pe care se proiectează un fascicul de raze paralele.

Comparatorul cu oglinda fixată pe ax, împreună cu sursa de lumină (cu raze paralele), constituie traductorul de măsură (T_1A) din figurile 1 şi 2, care reprezintă o soluţie constructivă originală.

toarele impresionate este amplificat respectiv de amplificatoarele $A_1 \dots A_6$, care alimentează releele telefonice intermediare $Ri_1 \dots Ri_6$ (fig. 1 şi 2).

Prin acţionarea acestor relee se închide circuitul releelor de execuţie $Re_1 \dots Re_6$ care deschid respectiv capacele compartimentelor cutiei de sortare $C_1 \dots C_6$ din figura 1 şi figura 2.

Releele de execuţie primesc semnalul numai o fracţiune de timp (cînd raza de lumină parcurge traductorul fotoelectric respectiv).

Deoarece acest timp este foarte mic, este necesară menţinerea capacelor deschise (printr-un sistem auxiliar) o perioadă de timp necesară deplasării rolei de la punctul de măsură la capacul de sortare.

Acest sistem de reţinere este compus din releul *Re*, întreruptorul K_1, acţionat de cama *7*, şi tija cu ştifturi de blocare a capacelor *11*.

Sistemul descris constituie releul de temporizare Rt din figura 1.

În momentul cînd capacele cutiei de sortare sînt deschise, datorită semnalului primit de releele $Re_1 \dots Re_6$, ştifturile tijei *11* sînt împinse sub capace prin resortul *12*.

Cama *7*, care realizează împingerea rolei pe sub sistemul de măsură, realizează şi închiderea circuitului *Re* prin inter-

mediul întreruptorului, în momentul cînd cama trece cu porţiunea excentrică prin dreptul întreruptorului.

În momentul închiderii întreruptorului K_1 releul *Re* retrage tija *11* şi capacele de sortare se închid sub acţiunea resorturilor *13*.

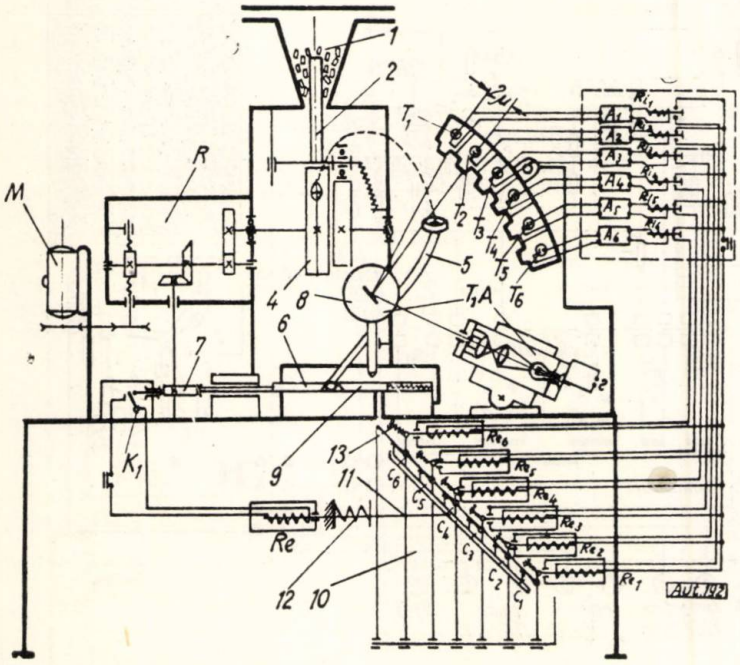


Fig. 2. Schema electromecanică de principiu.

Cama 7 este astfel calculată, încît timpul care se scurge între momentul de măsurare a rolei (care corespunde deschiderii capacelor) şi momentul închiderii întreruptorului K_1 (care comandă închiderea capacelor) să permită căderea rolei în primul capac deschis al cutiei de sortare.

După cum se vede în figura 2, prin schema de legături a releelor intermediare cu releele de execuţie, capacele cutiei de sortare se deschid începînd de la capacul de jos (care sortează grupa de role de dimensiunea cea mai mică) către cel de sus.

Compartimentul al cărui capac este deschis de releul Re_6 sortează rolele care depăşesc ca dimensiune domeniul de sortare al celor cinci grupe.

Aceste role pot fi resortate ulterior în alte cinci grupe, prin reglarea comparatorului maşinii pentru alt domeniu de sortare.

Maşina este pusă în mişcare cu ajutorul motorului *M*, care împreună cu reductorul *R* constituie blocul-motor reductor pentru antrenare (fig. 1).

În figura 3 sînt reprezentate schema electronică a amplificatorului A_1 (care este identică cu celelalte), conexiunea amplificatorului cu sistemul de alimentare şi cu releul intermediar Ri_1 şi releul de execuţie Re_1.

Sistemul de amplificare electronic al maşinii funcţionează pe principiul releului fotoelectric.

În absenţa semnalului luminos, negativarea lămpii 6I4 a amplificatorului A_1 face ca acesta să fie blocat. În momentul apariţiei semnalului luminos, curentul, care apare în circuitul fotocelulei prin căderea de tensiune care se naşte la bornele rezistenţei de 10 MΩ în serie cu potenţiometrul de 0,5 MΩ, pozitivează grila tubului 6I4 şi, astfel, curentul anodic care se produce acţionează releul Ri_1 şi respectiv Re_1.

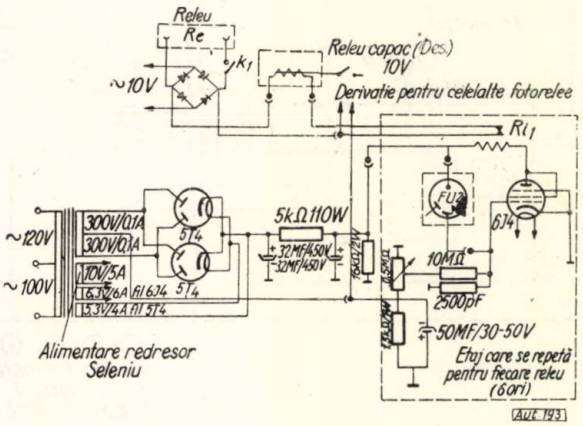


Fig. 3. Schema electrică a unui canal fotoreleu.

Cu ajutorul potenţiometrului de 0,5 MΩ se reglează regimul de lucru al tubului 6I4.

Amplificatoarele $A_2 \ldots A_6$ ale maşinii funcţionează identic cu amplificatorul A_1 descris.

Faţă de maşinile automate pentru controlat role existente pînă în prezent în ţară, maşina construită la I.O.R. prezintă avantajul că elimină necesitatea releelor de execuţie selective care se folosesc la maşinile de sortat cu traductor de măsură inductiv, obţinîndu-se prin aceasta o reglare mai uşoară a maşinii şi o siguranţă mai mare în funcţionare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Saumean, A. S. *Maşini automate*. Bucureşti, Editura tehnică, 1955.

[2] Aparin, G. A., *Toleranţe şi măsurări tehnice* (traducere din limba rusă). Bucureşti, Editura Tehnică, 1956.

[3] Jeretov, *Radiotehnica* (traducere din limba rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1960.

CĂLUŞIŢĂ MIOARA

Asupra unei scheme de regulator electronic PID

Acest regulator electronic proiectat şi experimentat la I.C.E.T. este destinat să facă parte dintr-un sistem electronic de tip universal unificat pentru reglarea automată a proceselor.

Prezentarea schemei. În figura 1 se arată schema de principiu a acestui regulator. Mărimea de măsură şi referinţă se compară pe un modulator magnetic. Semnalul de abatere obţinut este preamplificat în CA, detectat sensibil la fază şi amplificat operaţional.

Dispozitivul de referinţă, elementul de comparaţie şi preamplificatorul sînt aceleaşi ca la regulatorul BCL din sistemul CRA-160 construit de ICET.

Amplificatorul operaţional realizat cu 1/2 ECC83 şi 1/2 ECC84 asigură o amplificare mare de circa 300 datorită reacţiei pozitive realizată prin rezistenţa de 6,2 MΩ.

Funcţionarea amplificatorului operaţional este ilustrată în figura 2, în care s-a notat cu K, α şi β raportul divizorilor de tensiune arătaţi în figură. Scriind că suma curenţilor care

intră în nodul I este nulă şi că tensiunea u care se aplică la intrarea amplificatorului este neglijabilă faţă de valoarea tensiunii de intrare sau de ieşire se obţine expresia obişnuită

În care conform semnificaţiei fizice

$$K < 1; \quad \alpha < 1; \quad \beta < 1. \tag{6}$$

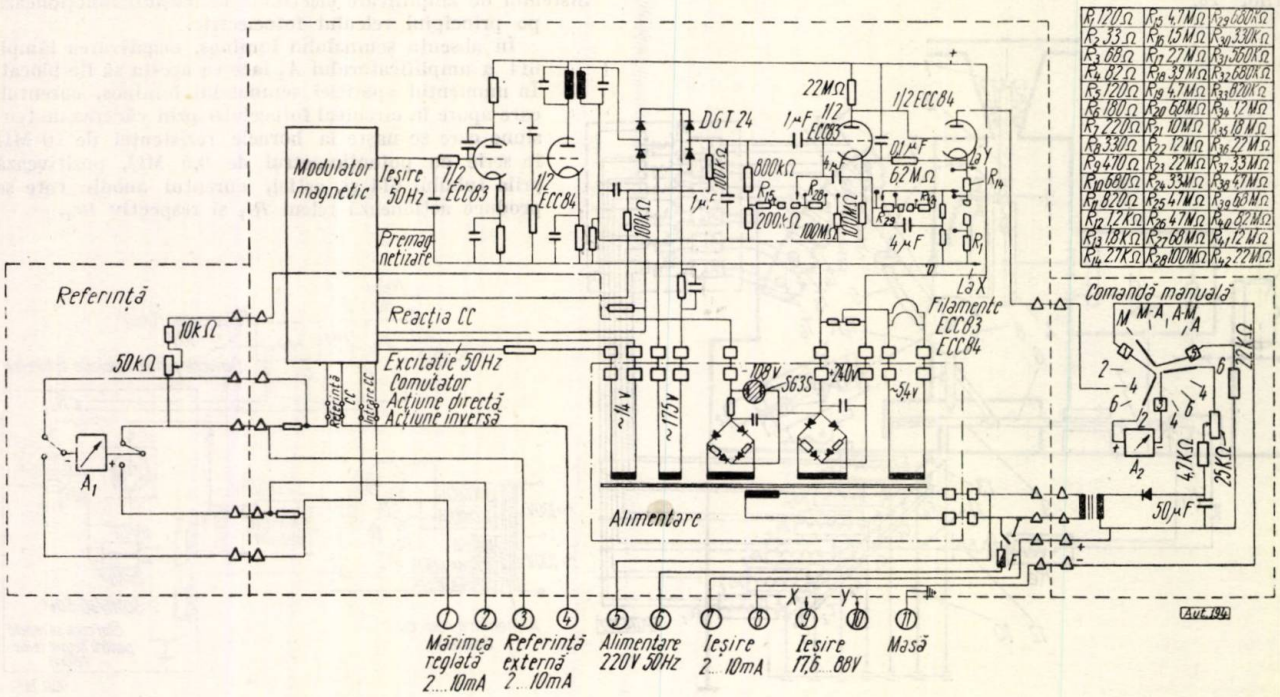


Fig. 1. Schema de principiu a regulatorului PID.

a funcţiei de transfer a amplificatoarelor PID.

$$\frac{U_e(s)}{U_i(s)} = Y_1(s) = VY_2(s) = V\left(1+\frac{1}{s\,T_i}\right)\frac{(1+sTa)}{1+\dfrac{sT\,d}{a}} \cdot \tag{1}$$

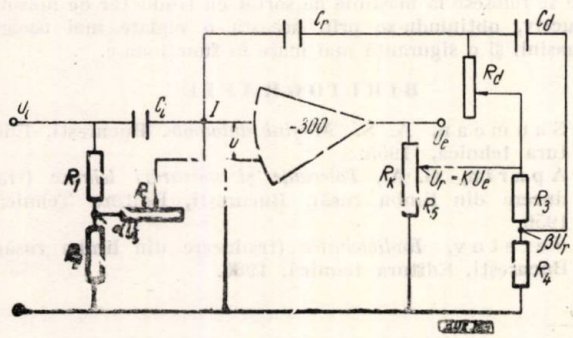


Fig. 2. Schema-bloc a amplificatorului operaţional PID:

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad \beta = \frac{R_4}{R_3 + R_4}; \quad K = \frac{R_5}{R_k}$$

În care V este amplificarea, T_i — timpul de integrare, T_d — timpul de derivare, a — constanta care măsoară gama de lucru a derivatorului şi au formulele:

$$V = \frac{C_i}{K\,C_r}; \quad T_i = \frac{C_i\,R_i}{\alpha}, \tag{2, 3}$$

$$T_d = (C_r + C_d)\,R_d; \quad a = \left(\frac{1}{\beta}\,1 + \frac{C_r}{C_d}\right) \tag{4, 5}$$

Preamplificatorul asigură o amplificare de 70/4 V/mA. Tubul final are ieşirea în placă sub forma unui curent continuu de 2—10 mA, deci este ca şi cum faţă de potenţialul din catod care intră în calculul amplificării amplificatorului operaţional semnalul ar mai avea o amplificare de $\frac{I_e}{U_e} = \frac{1}{R_k}$ unde I_e este curentul de ieşire în placă, U_e este tensiunea de ieşire în catod şi R_k este rezistenţa din catodul tubului final.

Ţinînd seama de această amplificare precum şi de amplificarea preamplificatorului, funcţia de transfer a regulatorului este:

$$Y(s) = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_i} = \frac{70}{4}\left[\frac{\text{V}}{\text{mA}}\right]\frac{1}{R_k[k\Omega]}\,Y_1(s) = \frac{100}{BP}\,Y_2(s) \tag{7}$$

unde prin BP s-a notat banda de proporţionalitate:

$$BP = \frac{100.4\ [\text{mA}]\ R_k\ [\text{k}\ \Omega]}{70\ [\text{V}]}\,\frac{K\,C_r}{C_i} \tag{8}$$

S-au ales R_k şi raportul $\frac{C_r}{C_i}$ astfel încît banda de proporţionalitate maximă să corespundă la $K = 1$ şi tubul final să asigure o liniaritate bună între 2—10 mA şi să nu admită o creştere excesivă a curentului la semnal mare.

În formula (3) s-a ales $\alpha = \frac{1}{5}$; $C_i = 1\,\mu\text{F}$ şi s-au calculat valorile lui R_i.

S-a luat $C_d = C_r$ şi din formula (5) s-a ales pentru β o valoare convenabilă astfel încît a să aibă aproximativ valoarea 10.

Dispozitivul comenzii manuale conţine o sursă de alimentare separată şi un comutator cu poziţiile:

a) A — „Automat" (sarcina este parcursă de curentul dat de regulator, miliampermetrul A_2 măsoară acest curent).
b) Aut-Man (sarcina este parcursă de curentul dat de regu-

lator, miliampermetrul A_2 măsoară curentul dat de comanda manuală printr-o sarcină fictivă de 2,2 kΩ). c) Man-Aut (sarcina este parcursă de curentul comenzii manuale, miliampermentrul A_2 indică curentul regulatorului prin 2,2 kΩ). d) Man. (sarcina este parcursă de curentul comenzii manuale, miliampermetrul A_2 indică acest curent.

Caracteristici. Acest regulator are principalele caracteristici corespunzătoare regulatorului BCL din sistemul CRA—160: mărimea de intrare — 2—10 mA; rezistenţa de intrare — 270 Ω; ieşirea curent continuu — 2 — 10 mA; rezistenţa de sarcină — 0 —5 000 Ω; prevăzut şi cu ieşire de tensiune continuă — 17,6—88 V; BP — 2,7 — 200 % reglabilă în 14 trepte; $T_i = 0{,}4 - 30$ minute reglabil în 14 trepte şi cu o poziţie corespunzînd la $T_i = \infty$ ($\alpha = 0$); $T_d = 0{,}1 - 8{,}7$ minute reglabil în 14 trepte şi avînd şi o poziţie de $T_d = 0$ (la $R_d = 0$).

Pentru varierea parametrilor BP, T_i şi T_d se folosesc trei comutatoare de calit necuplate mecanic între ele. Variaţia parametrilor de la o treaptă la alta se face cu 40%.

Regulatorul poate funcţiona cu referinţă externă 2 — 10 mA, sau cu referinţă internă. În cazul utilizării referinţei interne se leagă exterior bornele *4* cu *9*.

Regulatorul poate funcţiona P, PI, PD sau PID.

În exploatare manevrele curente se fac la dispozitivul de referinţă şi de comandă manuală. Acestea se cuplează cu regulatorul propriu-zis prin 10 borne notate cu triunghi. S-au notat cu pătrat conexiunile sursei de alimentare cu restul regulatorului 11 terminale) şi cu cerc bornele generale ale regulatorului inclusiv masa (11 borne).

Regulatorul trebuie alimentat cu 220 V 50 Hz de la un ferorezonant care poate să nu fie separator de reţea.

În exploatare borna de masă care reprezintă partea metalică a aparatului trebuie pusă la priza de pământ.

Intrarea este galvanic separată de ieşire şi nu este conectată la masă, dar poate fi legată după necesităţi cu una din conexiuni la pământ.

Regulatorul funcţionează fără nici o conexiune din circuitul de ieşire la masă dar permite conectarea după dorinţă a zeroului sau plusului tensiunii anodice la masă. Aceasta s-a prevăzut odată cu posibilitatea de a obţine la ieşire semnal curent sau tensiune.

În cazul cînd regulatorul trebuie să lucreze pe un convertor electronopneumatic, sau alt regulator, se ia semnalul de ieşire de la bornele 7—10, iar bornele 9—10 de ieşire pentru tensiune se lasă în gol.

În cazul cînd se doreşte atacarea unui adaptor pentru acţionarea cu relee a motorului, semnalul dat de regulator trebuie să se compare cu tensiunea de la poziţionerul organului de execuţie, deci este de dorit să fie tot o tensiune (sursă cu rezistenţă internă mică). Pentru aceasta, deşi a fost proiectat şi etalonat să aibă mărime de ieşire un curent, s-a prevăzut o ieşire de tensiune între 9—10 (17,6—88 V) cu ieşirea de curent bornele 7—8 legate în scurtcircuit sau pe altă sarcină. Tensiunea de ieşire de la regulator poate fi utilizată toată sau potenţiometric (potenţiometrul nu este prevăzut în regulator). Constituind un semnal mare, pentru a se obţine un semnal de aceeaşi mărime de la poziţioner este recomandabil ca poziţionerul să fie alimentat în alternativ, pentru ca tensiunea dată de el să poată fi ridicată cu un transformator şi apoi redresată

Felul cum este prevăzut în figura 1 la trecerea pe ieşire tensiune, dispozitivul comenzii manuale trebuie modificat. Pentru a înlătura acest neajuns, comanda manuală ar putea fi făcută de pildă deconectînd grila tubului final de la placa tubului ECC83 şi alimentînd-o de la un potenţiometru de 1 MΩ variat manual, sau alimentînd comanda manuală de la tensiunea anodică ca şi la dispozitivul de comandă manuală a regulatorului BCL din sistemul CRA—160.

BIBLIOGRAFIE

[1] Herşcovici, H., Căluşiţă, M., Mărcuţ. L. Nica, L., Roisman, W., Şerban, R, *Sistem unificat electrono-pneumatic CRA — 160.* Lucrări prezentate la a 3-a sesiune tehnico-ştiinţifică ICET, vol. II, 1962, pag. 3—53.

[2] Herşcovici, H. *Regulatoare PID cu tranzistoare, pentru procese lente.* Automatica şi Electronica 7, (1963) nr. 3, p. 127—136.

[3] *Prospect Honneywell.*

ACTUALITĂŢI

A. Matematica este o disciplină educativă pentru inginer

Într-un articol cu acest titlu [1], P. L. Taylor examinează problema importantă a legăturii care există între matematică

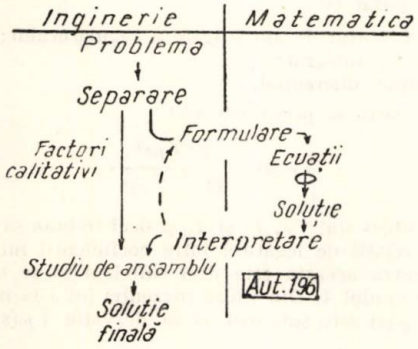


Fig. 1. Tratarea unei probleme inginereşti [1].

şi inginerie. Inginerul de astăzi trebuie să cunoască şi să întrebuinţeze tehnici din domeniul matematicii, ca de pildă: calculul matricial, calculul probabilităţilor, diferite transformări etc., care cu 10—15 ani în urmă erau considerate ca interesînd numai pe matematicieni. Autorul examinează la început diferite aspecte ale acestei întrebuinţări cu exemple din teoria sistemelor automate şi a calculatoarelor electronice. Pentru o problemă inginerească prima sarcină este să se separe factorii care se pot trata prin metode matematice de aceia la care acest lucru nu este posibil (fig. 1). Aceşti factori sînt apoi formulaţi în termeni matematici, rezultînd astfel un ansamblu de ecuaţii care trebuie rezolvate. Această formulare a unei probleme în formă matematică este un proces dificil. Ideile inginereşti sînt la început neprecise şi o examinare foarte atentă trebuie făcută înainte ca ele să devină destul de precise pentru o tratare matematică a lor. Uneori, cunoaşterea fenomenelor fizice este insuficientă, alteori sînt foarte multe date şi nu e uşor de stabilit care dintre acestea sînt caracteristice şi care nu. În sfîrşit, sînt şi limitări date de tehnica matematică. Soluţia ecuaţiilor obţinute trebuie apoi interpretată din punct de vedere ingineresc. Uneori, se poate ajunge la o situaţie nesatisfăcătoare şi, în acest caz, este necesară o nouă formulare matematică. În cele din urmă, soluţia trebuie examinată ţinîndu-se seamă şi de factorii care nu sînt cantitativi, pentru ca să se găsească o soluţie inginerească finală a problemei.

Desigur că tehnica matematică este de un folos real şi imediat inginerilor. În plus, aspectele mai abstracte ale matematicii sînt de folos direct sau indirect. Dintre toate disciplinele ştiinţifice învăţate în şcoli, matematica constituie

disciplina cu cele mai variate feluri de gîndire şi acestea au, de asemenea, locul lor în ingineria de astăzi.

Este interesant de remarcat faptul că în R. P. Ungară [2], în propunerile făcute pentru modificarea învăţămîntului politehnic, o deosebită importanţă se acordă extinderii învăţămîntului matematicii.

B. Sinteza şi stabilitatea sistemelor optimale

În ultimii ani au fost publicate numeroase lucrări cu privire la analiza, sinteza şi stabilitatea sistemelor optimale. Dintre acestea menţionăm pe cele ale lui L. S. Pontriaghin, V. G. Baltjanski, R. V. Gamkrelidze [3], N. N. Krasovski [4] şi R. E. Bellman [5] ale căror principii de optimum se aplică atît la determinarea condiţiilor optime pentru reglarea proceselor industriale, cît şi în cazuri mai generale ale cercetării operaţionale.

Aceste teorii generale permit în multe cazuri aplicaţii practice. Este de aşteptat ca în viitorul apropiat să se realizeze, pe această bază şi prin introducerea calculatoarelor numerice în circuitul de reglare, sisteme de reglare optime dinamice de procese industriale.

Se pune întrebarea: sistemele optimale, astfel realizate, sînt stabilite? Se pare că această chestiune a fost lămurită de A. M. Letov în studiul „Proiectarea analitică a unui regulator" [6]. Letov presupune că ecuaţia diferenţială care leagă procesul fizic definit prin variabila $x(t)$ şi regulatorul definit prin ecuaţia $y(t)$ este: $\frac{dx}{dt} = G(x,y)$, cu condiţia iniţială $x(0) = u$; $y(0) = v$.

Dacă funcţia necunoscută $y(t)$ trebuie să realizeze criteriul de performanţă definit prin minimul funcţiei:

$$I(y) = \int_0^\infty F(x, y)\, dt,$$

se obţine ecuaţia diferenţială care leagă valorile u şi v:

$$F \frac{\partial G}{\partial v} = G \frac{\partial F}{\partial v}.$$

Această valoare minimă a lui $I(y)$ se notează cu $\psi(u)$.

Letov aplică aceste relaţii (între altele) unui sistem în care:

$$\frac{dx}{dt} = bx + my;$$

$$I(y) = \int_0^\infty (ax^2 + cy^2)\, dt.$$

În acest caz, optimul se obţine prin relaţia:

$$y = -\frac{K + b}{m} x.$$

O importantă contribuţie a lui Letov în acest domeniu se referă la stabilitatea acestor sisteme optimale. Faptul că integrala:

$$\psi(u) = \min \int_0^\infty F(n, y)\, dt$$

este făcută minimă de un sistem fizic, nu înseamnă că sistemul este asimptotic stabil. Un asemenea sistem este stabil dacă $\psi(u)$ este o funcţie Liapunov [7]. Dacă s-a determinat ψ prin metoda Bellman şi este posibil să se stabilească că $\dot{\psi} > 0$, atunci aceasta este funcţia Liapunov a sistemului. Condiţiile care asigură $\dot{\psi} > 0$ constituie un criteriu de stabilitate pentru sistemul optimal.

Importanţa specială a acestei concluzii constă în aceea că metoda permite să se rezolve simultan atît problema optimalizării sistemului de reglare, cît şi aceea a stabilizării acestui sistem optimal.

C. Metode noi pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator PID

În ultimul timp au apărut noi asemenea metode [8], [9]. În criteriul propus de M. P. Naslin [9] se fixează zona în care pot varia parametrii liberi ai unui regulator PID pentru a se asigura o amortizare cerută a regimului tranzitoriu. Acest criteriu utilizează funcţia de transfer a sistemului de reglare (fig. 2).

$$Y(s) = \frac{Y_R(s)\, Y_P(s)}{1 + Y_R(s)\, Y_P(s)},$$

în care $Y_R(s)$ şi $Y_P(s)$ sînt funcţiile de transfer ale regulatorului R şi ale procesului tehnologic P, acesta din urmă cu-

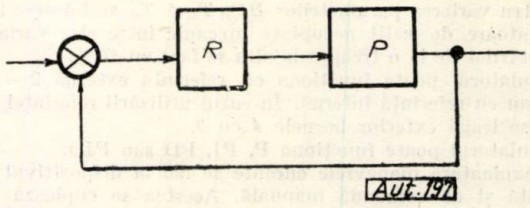


Fig. 2. Schema-bloc a unui sistem de reglare.

prinzînd elementul de execuţie şi de măsurare.

Dacă $N(s)$ este numitorul acestei funcţii de transfer:

$$N(s) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots + a_n s^n,$$

condiţiile care trebuie îndeplinite pentru o reglare optimă sînt conform criteriului Naslin:

$$\frac{a_1^2}{a_0 a_2} \geqslant \alpha \quad \frac{a_2^2}{a_1 a_3} \geqslant \alpha \quad \ldots \quad \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2}\, a_n} \geqslant \alpha.$$

Dacă $N(s)$ este de gradul doi şi se consideră relaţia de egalitate, atunci:

$\alpha = 4$ (coeficientul de amortizare a sistemului 2).

Pentru coeficientul de amortizare optim care este $\frac{\sqrt{2}}{2}$ se obţine $\alpha = 2$. Pentru polinoame de grad mai mare, Naslin a arătat că, practic, optimum corespunde tot valorii $\alpha = 2$. Cînd numărul de parametri liberi este insuficient pentru a realiza cele $n-1$ relaţii ale unui polinom de gradul n, se iau în considerare numai atîtea relaţii cîţi parametri sînt liberi, începînd cu coeficienţii de la început.

Dacă $Y_R(s)$ corespunde unui regulator PID, atunci:

$$Y_R(s) = V_R \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d s\right),$$

în care s-a notat cu:

V_R — coeficientul de amplificare a regulatorului;
T_i — timpul integral;
T_d — timpul diferenţial.

Pe de altă parte se presupune că:

$$Y_P(s) = \frac{e^{-T} m^S}{(1 + T s)^n}.$$

Parametrii liberi sînt V_R, T_i şi T_d şi deci trebuie să se stabilească trei relaţii de legătură între coeficienţii lui $N(s)$ şi $\alpha = 2$. Pentru aceasta este deci suficient să se obţină un polinom de gradul 4. Din cauza prezenţei lui s la numitorul expresiei $Y_R(s)$ este suficient să se dezvolte $Y_P(s)$ pînă la s^3, adică:

$$Y_P(s) = \frac{1}{1 + A_1 s + A_2 s^2 + A_3 s^3}$$

şi $N(s)$ are expresia:

$$V_R + (V_R + 1) T_i s + (A_1 + V_R T_d) T_i^2 s^2 + A_2 T_i s^3 + A_3 T_i s^4$$

şi deci, dacă se ia $\alpha = 2$, se obţin relaţiile următoare din care se pot deduce valorile V_R, T_i, T_d:

$$\frac{(V_R + 1)^2 T_i}{V_R (A_1 + V_R T_d)} = 2 \frac{(A_1 + V_R T_d)^2}{A_2 (V_R + 1)} = 2 \frac{A_2^2}{A_3 A_1 + V_R T_d} = 2.$$

În figura 3 se arată prin curba 1 răspunsul unei căldări cu abur, răspuns care se aproximează cu:

$$Y_P(s) = \frac{e^{-20\,s}}{(1 + 78\,s)^3},$$

în care $T_m = 20\,s$ şi $T = 78s$.

Curba 2 din figura 3 arată răspunsul experimental obţinut cu un sistem de reglare în care parametrii regulatorului s-au

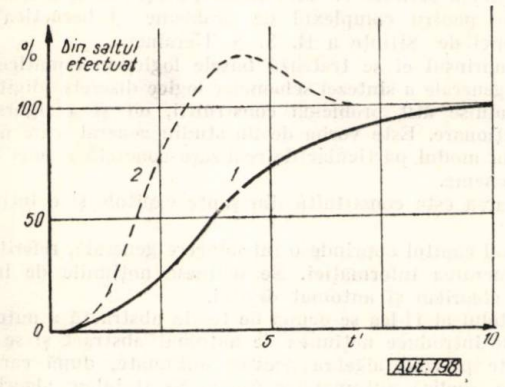


Fig. 3. Exemplul de aplicare a criteriului Naslin.

ales cu ajutorul criteriului lui Naslin şi în care s-a făcut o modificare salt în valoarea mărimii de intrare din sistem.

Critica care se poate aduce criteriului propus de P. Naslin este că se bazează numai pe expresia numitorului funcţiei de transfer a sistemului. Criteriul ţine deci seamă numai de influenţa polilor acestei expresii, cu toate că abaterile din regimul tranzitoriu pot fi influenţate şi de zerourile acestei expresii. Se pare că această chestiune va fi examinată de P. Naslin într-un studiu viitor [10].

D. Dezvoltarea întrebuinţării calculatoarelor electronice [11]

La un congres internaţional cu privire la prelucrarea informaţiei (IFIP) ţinut la München în toamna anului 1962, avînd ca motto „Învăţămîntul universitar în domeniul prelucrării informaţiei", s-a estimat că numărul de calculatoare electronice în funcţiune în Europa la finele unei perioade de aproximativ 10 ani, adică între 1970—1972, va fi de 15 000. Întrebarea care s-a pus a fost următoarea: cum se va putea asigura numărul de specialişti care să deservească aceste calculatoare, număr care trebuie să fie de 150—200 000 în total?

În unele universităţi şi institute politehnice se organizează cursuri serale pentru a se forma specialişti în acest domeniu. Afară de aceasta, se studiază programele de învăţămînt, astfel încît să se facă loc mai larg disciplinelor ştiinţifice şi tehnice care sînt legate de construcţia şi de întrebuinţarea calculatoarelor electronice.

Dacă se înglobează în estimaţia făcută şi U.R.S.S., este de presupus că numărul de 15 000 calculatoare în funcţiune în Europa în 1970—1972 este prea mic, deoarece trebuie să se aibă în vedere că actualmente în U.R.S.S. există un vast program de introducere a acestor noi metode de calcul. Dar chiar pe această bază se poate trage concluzia că în ţara noastră ar trebui să formăm aproximativ 5 000 de specialişti. Pot să fie, desigur, discuţii şi pot fi emise opinii în ce priveşte nivelul nostru industrial în comparaţie cu nivelul mediu european considerat. Dar, oricît s-ar introduce coeficienţi de corecţie în legătură cu aceasta, trebuie, totuşi, să se aibă în vedere faptul că şi în cazul nostru numărul de specialişti care trebuie formaţi în următorii 10 ani este foarte mare şi deci trebuie să se organizeze din timp o activitate în acest scop.

BIBLIOGRAFIE

[1] Taylor, P. L., M. A., *Mathematic as an educational discipline for the engineer.* In: Proceedings of I.E.E., vol. 110, nr. 4, april. 1963.

[2] Frigyes, A. *Principiile reformei facultăţilor de electrotehnică din Universitatea tehnică din Budapesta.* In: Meres és automatika, nr. 2, 1963.

[3] Baltjanski, V. G., Gamkrelidze, R. V. şi Pontriaghin, L. S. *Asupra teoriei proceselor optimale.* Academia de ştiinţe a U.R.S.S., Dokladî, vol. 40, nr. 1, 1956.

[4] Krasovski, N. N. *Asupra determinării parametrilor sistemelor stabile optimale.* IFAC (Comunicările Congresului de la Moscova, 1960).

[5] Bellman, R. E. *Asupra unor aspecte ale teoriei matematice a sistemelor de reglare.* Rap. 313, 1959, Rand. Corp.

[6] Letov, A. M. *Proiectarea analitică a unui regulator.* In: Automazione e strumentazione, nr. 5, mai 1962.

[7] *** *Idei şi dezvoltări noi.* In: Automatica şi electronica, nr. 3, 1963.

[8] Strejc, V. *Determinarea aproximativă a caracteristicilor unui proces cu răspuns aperiodic.* In: Automatisme, mart. 1960.

[9] Naslin, P. *Criteriu nou de amortizare.* In: Automatisme, iun. 1960.

[10] Naslin, P. *Regimurile variabile în sistemele liniare şi neliniare.* Paris, Dunod, 1962.

[11] Menahem, M. *Reglarea sistemelor industriale complexe.* In: Automatisme, ian. 1963.

[12] Meyer, G. *Preocupări pentru formarea de specialişti din domeniul prelucrării informaţiei.* In: Elektrotechnische Rundschau, nr. 1, 1963.

I. PAPADACHE

RECENZII

GR. MOISIL. **Teoria algebrică a dispozitivelor automate discrete.** Moscova, Editura de literatură străină, 1963, 680 p., 284 fig.

În Editura de literatură străină din Moscova a apărut, tradusă în limba rusă, lucrarea academicianului Gr. C. Moisil „Teoria algebrică a mecanismelor automate", tipărită în Bucureşti, Editura tehnică, 1959, sub egida Academiei Republicii Populare Romîne, seria ştiinţă şi tehnică.

Traducerea în limba rusă a acestei lucrări arată, o dată mai mult, valoarea deosebită de care se bucură pe plan internaţional lucrările academicianului Gr. C. Moisil, referitoare la teoria mecanismelor automate.

Traducerea de faţă diferă în parte de ediţia romînească printr-o anexă, cuprinzînd circa 60 de pagini, în care se tratează funcţionarea reală a schemelor cu relee.

Această completare este deosebit de valoroasă, deoarece, aşa cum s-a arătat în alte lucrări anterioare ale acad. Gr. C. Moisil, funcţionarea reală a schemelor cu contacte şi relee poate diferi de funcţionarea ideală. În cazul unor scheme secvenţiale cu funcţionare reală, la un singur program de comenzi date pot corespunde evoluţii diferite ale schemei reale. În anexa menţionată se arată că printre aceste evoluţii poate exista una care să corespundă evoluţiei pe care ar avea-o schema atunci cînd ar fi formată numai din elemente ideale.

Traducerea în limba rusă a acestei lucrări este însoţită de o prefaţă semnată de V. I. Sestakov, unul dintre creatorii teoriei moderne a schemelor cu contacte şi relee.

În această prefaţă se arată că lucrările acad. Gr. C. Moisil sînt binecunoscute în afara hotarelor ţării noastre, vorbindu-se de „şcoala ştiinţifică a Republicii Populare Romîne" în domeniul schemelor cu contacte şi relee. Ca dezvoltare teoretică, după cum arată V. I. Sestakov, această şcoală se situează pe plan mondial pe locul trei (după S.U.A. şi Uniunea Sovietică).

În aprecierile sale, V. I. Sestakov arată că şcoala romînească a adus contribuţii importante la analiza şi sinteza schemelor cu relee, dezvoltînd noi direcţii în ceea ce priveşte teoria algebrică a schemelor cu relee şi, în general, a dispozitivelor automate discrete. În mod special se evidenţiază o serie de rezultate privind problemele actuale ale analizei şi sintezei schemelor realizate din relee multipoziţionale, ca şi problemele privind analiza şi sinteza schemelor secvenţiale.

În „Teoria algebrică a dispozitivelor automate discrete", acad. Gr. C. Moisil utilizează în mod sistematic un aparat matematic complex, care foloseşte atît teoria cîmpurilor finite (teoria imaginarelor lui Galois), cît şi logica polivalentă.

V. I. Sestakov atrage atenţia asupra faptului că utilizarea logicii polivalente prezintă un interes deosebit în momentul de faţă. Într-adevăr, calculatoarele digitale, lucrînd în baza trei, pot fi construite cu ajutorul unei cantităţi minime de elemente, astfel încît din punct de vedere teoretic aceste maşini apar optime.

Lucrarea de faţă reprezintă o expunere sistematică privind utilizarea teoriei cîmpurilor finite, la analiza şi sinteza schemelor cu contacte bi- şi multipoziţionale. Un loc foarte important în lucrare îl ocupă rezultatele originale obţinute de acad. Gr. C. Moisil şi de colaboratorii săi.

Redactată într-o formă deosebit de clară, fără însă a se neglija cu nimic rigurozitatea matematică, această lucrare poate fi utilizată cu succes atît de matematicieni, cît şi de inginerii care lucrează în domeniul automaticii.

E.N.

V. M. GLUŞKOV. **Sinteza automatelor digitale.** Moscova, Fizmatghiz, 1962, 476 p., 35 fig., 56 ref. bibl.

Această carte apare în seria de lucrări „Logica matematică şi fundamentele matematicii", autorul ei fiind cunoscutul cibernetician sovietic V. M. Gluşkov, preşedintele Consiliului ştiinţific pentru complexul de probleme „Cibernetica" al Academiei de Ştiinţe a R. S. S. Ucrainene.

În cuprinsul ei se tratează bazele logico-matematice ale teoriei generale a sintezei schemelor logice discrete (digitale), abordîndu-se atît problema construirii, cît şi a siguranţei în funcţionare. Este vorba de un studiu general, care nu se referă la modul particular de realizare concretă a unei anumite scheme.

Lucrarea este constituită din şapte capitole şi o introducere.

Primul capitol cuprinde o introducere generală, referitoare la prelucrarea informaţiei. Se definesc noţiunile de informaţie, algoritm şi automat digital.

Capitolul al II-lea se ocupă de teoria abstractă a automatelor, se introduce noţiunea de automat abstract şi se dau elemente privind algebra acestor automate, după care se trece la analiza automatelor finite. Se stabilesc algoritmii de bază privind sinteza automatelor finite şi se studiază problema minimizării automatelor abstracte.

Teoria structurală a automatelor formează obiectul capitolului al III-lea.

Problema importantă a minimizării funcţiilor boolene constituie obiectul capitolului al IV-lea. Se prezintă mai multe metode de minimizare.

Capitolul al V-lea se ocupă de problema construirii schemelor combinaţionale binare. Afară de problemele clasice, se abordează şi schema sintezelor cu elemente ventil, ca şi problema minimizării acestor scheme.

În capitolul al VI-lea se studiază problema siguranţei în funcţionare a automatelor digitale.

În ultimul capitol se studiază structura algoritmică a calculatoarelor digitale universale contemporane. Se stabileşte schema-bloc a unui automat universal cu program, se arată principiile de construire a dispozitivelor aritmetice şi organizarea conducerii automatelor universale cu program.

Bibliografia bogată care însoţeşte lucrarea este utilă cititorilor.

Printre autorii citaţi figurează şi acad. Gr. C. Moisil, cu o lucrare privind simplificarea schemelor cu tranzistoare, tuburi electronice şi criotroni.

Lucrarea este utilă tuturor acelora care se interesează de problemele generale ale automatelor digitale, constituind, de fapt, o introducere teoretică în problemele concrete pe care le pun calculatoarele digitale.

E.N.

DOCUMENTARE

V. M. Popov — membru coresp. al Acad. R.P.R. **Rezolvarea unei probleme noi de stabilitate a sistemelor de reglare** (Automatica şi Telemehanica nr. 1/1963)

În articol se introduce de către autor o noţiune nouă referitoare la stabilitatea sistemelor automate şi anume noţiunea de hiperstabilitate. Această noţiune este legată de problema stabilităţii absolute a sistemelor de reglaj automat, considerîndu-se acele sisteme ale căror proprietăţi sînt descrise complet de funcţiile de transfer corespunzătoare.

Problema hiperstabilităţii se pune astfel: se consideră un sistem automat în care partea liniară L este descrisă de ecuaţia diferenţială vectorială

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + a\varphi(t) \qquad (1)$$

unde: A este o matrice pătratică; x — vectorul răspuns

al sistemului L; a — un vector constant; φ — o funcţie definită pe R_+. Se presupune că $\varphi(t)$ este o funcţie rezultată din compunerea unei funcţii a lui R^n cu componentele răspunsului x.

Funcţia φ se bucură de proprietatea că ori care ar fi $T \in (0,\infty)$ există $\delta \in (0,\infty)$ astfel ca:

$$\int_0^T (< c, x > + \nu\varphi)\,\varphi\,dt \leqslant \delta \sup \{||x(t)|| / t \in (0, T)\} \qquad (2)$$

unde $||\ ||$ este funcţia normă, evident continuă în topologia indusă de ea, iar $<>$ produsul scalar.

Se dau următoarele definiţii:

Definiţia 1 — Soluţia banală a sistemului (1) este β — hiperstabilă sau hiperstabilă referitoare la funcţia $\beta(t)$ dacă există o constantă pozitivă astfel ca:

$$||x(t)|| \leqslant K(||X(^0)|| + \delta) \qquad (5)$$

Definiţia 2 — Se spune că soluţia banală a sistemului L este asimptotic hiperstabilă dacă în plus este verificată egalitatea asimptotică

$$\lim_{t \to \infty} x(t) = 0$$

În lucrare se dau condiţiile necesare şi suficiente de hiperstabilitate.

Din ecuaţia (1) şi relaţia $\beta = < c, x > + \nu\varphi$ se stabileşte funcţia de transfer $G(s)$ a elementului L. Se stabilesc două teoreme de bază:

Teorema 1 — Pentru ca soluţia $x = 0$ să fie hiperstabilă, este necesar şi suficient ca $G(s)$ să fie o funcţie de tip pozitiv.

Teorema 2 — Pentru ca $x=0$ să fie şi asimptotic stabilă, este necesar şi suficient ca $G(s)$ să nu aibă poli în semiplanul drept şi în plus $Re\ G(j\omega) > 0$.

Rabinovici, V. I. şi Ţapenko, M. P. **Despre cantitatea de informaţii conţinută de rezultatul măsurărilor.** In: Izmeritelnaia Tehnica, nr. 3, 1963, p. 7—10, nr. 6, 1963, p. 1—51

Una din problemele centrale la folosirea teoriei informaţiei în studiul unor probleme de măsurare constă în determinarea corectă a cantităţi de informaţie conţinută de rezultatul măsurărilor. Se poate afirma că majoritatea relaţiilor propuse în acest scop pînă la ora actuală sînt insuficient de riguroase. (N. R.). Lucrările recenzate au meritul că se bazează pe o formulare corectă a problemei şi deduc relaţii riguroase. Se poate reproşa autorilor că tratează cazuri practic puţin întîlnite (repartiţia uniformă a mărimi măsurate şi a erorilor) şi că nu manifestă o tendinţă pentru simplificarea (în limitele unor calcule inginereşti) relaţiilor obţinute.

Continuarea acestor cercetări în domeniul repartiţiilor frecvente (gauss-gauss, triunghiular-gauss) pentru determinarea entropiei mărimii măsurate şi a operaţiei de măsurare ar prezenta un interes deosebit. Ar fi extrem de interesantă deasemenea punerea în evidenţă a consecinţelor ce decurg din aceste rezultate (criterii de optimizare la convertori analog-numerici, proiectarea optimală a scărilor aparatelor de măsurat etc.).

Kavos, H. V. şi Oreşnikov, V. V. **Creşterea siguranţei aparatelor electrice de măsurat.** In: Priborostroienie, nr. 6, p. 6—10.

Întreg numărul de revistă este consacrat problemei siguranţei elementelor de automatizare. Articolul recenzat prezintă un interes deosebit prin aceea că se abordează problema siguranţei într-un domeniu încă practic nestudiat din acest punct de vedere.

Articolul analizează natura şi cauzele care determină refuzuri instantanee şi lente la aparate electrice de măsurat. Se prezintă date statistice privind siguranţa în funcţionarea unui număr de cîteva mii de aparate pe o perioadă de 12 ani. Se aproximează expresia analitică a siguranţei acestor aparate. Se descrie activitatea de pînă acum şi de perspectivă a laboratorului de siguranţă organizat în cadrul Institutului Unional pentru construcţia aparatelor electrice de măsurat (VNIIEP).

Ivanov, I. V. şi Temnikov, F. E. **Sisteme logico-informaţionale de siguranţă.** In: Priborostroienie, nr. 6, p. 18—25.

Colectivul condus de Prof. Temnikov desfăşoară în prezent cercetări de mare prespectivă privind metodele şi mijloacele prin intermediul cărora ar deveni posibilă prognozarea continuă (controlul) siguranţei. Lucrarea recenzată prezintă cadrul general teoretic pe baza căruia se desfăşoară aceste cercetări. Pe baza elementelor teoriei siguranţei şi a logicii matematice se formalizează problema generală a diagnostizării siguranţei. Pornind de la aceste elemente se formulează criteriul de optimum în operaţia de căutare, pe care o implică diagnostizarea ca raportul dintre cantitatea de informaţii obţinută în urma unui act de căutare şi costul acestei operaţii. Se descrie principial o instalaţie pentru controlul continuu al siguranţei „Indicator de siguranţă" şi se semnalează necesitatea şi posibilitatea elaborării unor indicatori de siguranţă bazaţi pe urmărirea unor parametri generalizaţi de siguranţă sau al unui hodograf de siguranţă.

Woods, T. W., Palfreeman, J. S. şi Brockelsby G. F. **Element de memorie cu ultrasunete tip linie de întîrziere.** In: Electronic engineering **35**, nr. 423, mai 1963, p. 301—312.

Este descrisă o memorie pentru maşinile electronice de calcul, alcătuită din patru elemente de întîrziere independente, avînd fiecare o capacitate reglabilă între 2 104 şi 2 110 unităţi binare la o frecvenţă de acţionare de 5 MHz.

Fiecare element utilizează o linie de întîrziere pentru ultrasunete realizată din cuarţ topit, care are la capete două traductoare piezoelectrice.

Întîrzierea necesară pentru a realiza o capacitate de 2 110 biţi la 5 MHz este de 422 μs, viteza de propagare a undei ultrasonore în cuarţ topit este de 3,76 km/s şi, ca urmare, lungimea efectivă a liniei trebuie să fie de 1,58 m. Pentru a realiza această lungime a căii de întîrziere la dimensiuni de gabarit reduse ale liniei, se utilizează reflexii totale multiple. Coeficientul de variaţie cu temperatura al vitezei de propagare fiind de 80×10^{-6}/°C, o schimbare a temperaturii cu 40°C duce la o variaţie a capacităţii liniei de la 2 110 la 2 104 biţi, care după părerea autorilor poate fi folosită pentru reglarea capacităţii memoriei.

Fiecare element de memorie are un generator de impulsuri de 5 MHz care modulează fie propriul oscilator pilot funcţionînd pe 30 MHz, fie un oscilator extern. Cele patru memorii sînt în întregime tranzistorizate şi ocupă împreună un panou de circa 31 cm pe un batiu de 49 cm.

Walker, F. şi Wilson, D. R. **Studiul unei reţele RC cu chopper şi a aplicaţiilor sale în servomecanismele de curent alternativ.** In: Electronic engineering **35**, nr. 423, mai 1963, p. 300—304.

Se studiază comportarea unui circuit RC la care bornele oondensatorului sînt inversate cu frecvenţa semnalului de intrare cu ajutorul unui dispozitiv de comutaţie semiideal, de tipul unui chopper sau întreruptor electromecanic.

În calcul se ia în considerare timpul finit de comutaţie al întreruptorului şi se urmăreşte efectul acestuia asupra constantei de timp a circuitului.

Se pune în evidenţă formarea unei polarizări continue datorită încărcării condensatorului în timpul mort şi se arată că acest fenomen se poate reduce prin defazarea comutaţiei faţă de semnalul de intrare.

Se expun aplicaţiile acestui dispozitiv ca element de compensaţie în servomecanismele de curent alternativ.

Pallett, J. E. **Termometru electric.** In: Electronic engineering **43**, nr. 35, mai 1963, p. 313—316.

Asupra unui tranzistor schimbarea temperaturii produce două efecte fundamentale:

— modificarea curentului invers de colector I_{co};

— scăderea tensiunii bază-emiter V_{BE}, la curent de colector constant.

Pentru măsurarea temperaturii se utilizează al doilea efect, deoarece coeficientul de variaţie cu temperatura a tensiunii bază-emiter nu depinde practic de temperatură, putîndu-se obţine un instrument liniar.

În montajul prezentat, tranzistorul formează primul etaj al unui amplificator de curent continuu, iar tensiunea V_{BE} provine de la un divizor de potenţial situat la ieşirea amplificatorului. Tensiunea de ieşire este direct proporţională cu temperatura, cu o abatere de 1% în gama de $\pm 100°C$, iar stabilitatea indicaţiei este de 0,1°C la 100°C.

S-a utilizat un tranzistor cu siliciu obişnuit în care puterea disipată se menţinea mai mică decît 100 μW.

Utilizarea unui tranzistor planar ar trebui să dea rezultate superioare.

Donaldson, G. W. **Studiul aplicării efectului Haal în dispozitivele de sincronizare automată.** In: Electronic engineering, 35, nr. 423, mai 1963, p. 286—291.

Miniaturizarea maşinilor electrice pune probleme tehnologice dificile în ceea ce priveşte realizarea bobinelor şi amplasarea lor, în aşa măsură încît la un moment dat devin necesare metode complet noi.

În articol este expus un studiu al aplicării efectului Hall la dispozitivele de sincronizare automată de dimensiuni reduse. Se ştie că tensiunea Hall, pentru curent constant prin celulă, este proporţională cu mărimea componentei normale a inducţiei magnetice. Aceasta sugerează utilizarea unei celule Hall pentru a determina orientarea unui cîmp magnetic de intensitate constantă cunoscută. Se poate astfel urmări rotaţia unui arbore utilizînd elemente Hall şi magneţi permanenţi, în locul sistemului de bobinaje, fante, inele colectoare şi perii utilizate în metodele clasice de sincronizare cu selsine.

Autorul prezintă primele rezultate obţinute cu dispozitive de sincronizare experimentale realizate cu celule Hall. Deşi nu s-a atins precizia dispozitivelor obişnuite bobinate, rezultatele sînt suficient de încurajatoare pentru a justifica cercetări mai aprofundate.

Bean, J. E. **Răcirea termoelectrică.** In: Industrial electronics 1, nr. 2 şi 3, noiemb., decemb. 1962, p. 110—113, 132—134

Sînt descrise dispozitivele termoelectrice de răcire şi se definesc parametrii principali care caracterizează funcţionarea lor.

Se arată că în gama de temperaturi de la −80°C la +180°C

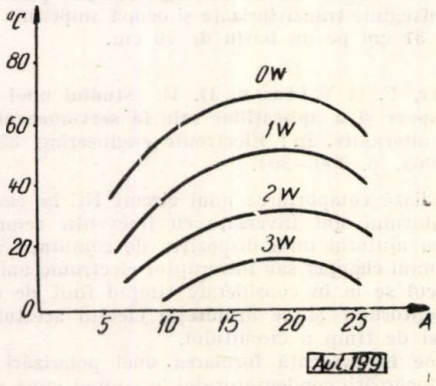


Fig. 1

Diferenţa de temperatură între joncţiunile unei celule termoelectrice de răcire funcţie de curentul prin dispozitiv la putere absorbită constantă, în condiţii ideale

cel mai bun material semiconductor utilizabil în dispozitivele termoelectrice de răcire este telurura de bismut (Bi_2Te_3), pentru care factorul de merit este cuprins între $2{,}5 \cdot 10^{-3}$ $^1/°K$ şi $2{,}9 \cdot 10^{-3}$ $^1/°K$.

În cel de-al doilea articol sînt discutate avantajele aplicării dispozitivelor termoelectrice de răcire în sistemele automate şi sînt prezentate cîteva aplicaţii practice.

Lescroel, I. **Ferite pentru temperaturi ridicate.** In: L'onde électrique 42, nr. 419, febr. 1962, p. 124—130.

Se studiază comportarea cu temperatura a diferitelor tipuri de ferite existente, clasificate după caracteristicile lor funcţionale, şi apoi sînt prezentate proprietăţile noilor ferite, studiate pentru a funcţiona pînă la 250°C la frecvenţe de ordinul 1 MHz.

Sînt descrise cîteva exemple de transformatoare şi bobine de inductanţă realizate pe aceste materiale.

Hirek, Gh.. **Efecte nedirecţionale ale stereofoniei.** In: Electronics world 68, nr. 4, oct. 1962, p. 41—44.

Reproducerea steree este mai fidelă decît cea mai bună reproducere monofonică datorită nu numai efectului direcţional, de localizare a sursei de sunete, ci şi unor efecte nedirecţionale, mai puţin studiate, dar cel puţin la fel de importante.

Utilizarea a două canale de transmisie duce la o ameliorare a reproducerii tonurilor prin înlăturarea distorsiunilor produse de interferenţa sunetelor de frecvenţe apropiate.

Articolul expune rezultatele unei serii de experienţe simple şi uşor reproductibile care arată că stereofonia evită amestecarea tonurilor şi efectele de reverberaţie.

Lubbock, J. K. şi Barker, M. A. **Diagramele răspunsului în frecvenţă complexă şi utilizarea lor în proiectarea sistemelor automate închise.** În: Process control and automation 9, nr. 1—12, 1962.

Revista publică în numerele din 1962 un ciclu de 12 articole care expun metoda de studiu a sistemelor automate închise utilizînd diagramele răspunsului în frecvenţă complexă. În primele articole se introduce noţiunea de frecvenţă complexă şi se stabileşte legătura dintre noua metodă şi metodele cunoscute, utilizînd distribuţia polilor sistemului închis în planul complex, studiul răspunsului în frecvenţă reală şi metoda locului rădăcinilor.

Se studiază relaţiile dintre sistemele deschise şi închise şi se generalizează criteriul lui Nygnist pentru răspunsul în frecvenţă complexă.

Sînt discutate comparativ metodele de corecţie în paralel şi în serie.

În articolul din numărul 4 al revistei sînt tabelate diagramele răspunsului în frecvenţă complexă pentru sisteme simple care pot fi folosite pentru proiectarea sistemelor liniare cu parametri concentraţi.

În articolul din numărul 9 sînt tabelate rezultatele obţinute aplicînd metode pentru sistemele cu parametri distribuiţi, iar în ultimul articol (nr. 12) metoda este extinsă pentru sistemele neliniare.

Dupraz, J. **Comparaţie teoretică între trei sisteme digitale cu telemăsură spaţială.** In: L'onde électrique, 43, nr. 432. martie, 1963, p. 298—310.

Sînt prezentate avantajele şi dezavantajele exprimării digitale a rezultatelor măsurărilor în vederea teletransmiterii.

Sînt analizate caracteristicile a trei sisteme digitale care pot fi folosite în telemăsura spaţială şi care utilizează o exprimare binară, urmată de o modulaţie bifazică, digitalizarea fiind astfel însoţită de un codaj.

Calculul se face pentru o demodulaţie coerentă şi corelată (cu filtre adaptate), considerîndu-se canalul perturbat de un zgomot gaussian de densitate spectrală uniformă.

Criteriul de comparaţie utilizat este coeficientul de eficacitate β al lui Sanders, definit ca raportul dintre energia minimă primită pe un lit de informaţie transmisă şi densitatea spectrală a zgomotului.

Codul ortogonal binar, ale cărui posibilităţi au fost recent descoperite, este găsit optim.

Utilizarea sa permite să se mărească sensibil distanţa de legătură, pentru aceeaşi energie de transmisie, însă necesită o legătură de bandă, de asemenea, considerabilă.

Soutres, M. **Sistem multiplex TMSC 58/2** (Nouveau système multiplex de transmission des informations). In : L'onde électrique, nr. 4, 1960.

Acest sistem asigură transmisia pe linii, la mare distanţă, a 8 termeni de telemăsură şi 20 de telesemnalizări.

Principalele caracteristici ale sistemului sînt următoarele : informaţiile de telemăsură sau de telesemnalizare sînt transmise sub formă digitală într-un sistem de numărare serie.

Mărimea primară trebuie să fie transformată în prealabil în curent continuu proporţional, pentru a se traduce numeric. Telesemnalizările sînt furnizate printr-un contact de releu, deschis sau închis.

La recepţie, telemăsurile sînt reconvertite într-o mărime electrică continuă şi indicate pe miliampermetre, iar telesemnalizările acţionează contacte de releu.

Secvenţele sînt transmise ciclic pe un canal normalizat de telegrafie armonică cu lăţimea de bandă de 120 Hz. Durata unei exploraţii ciclice este de 2,10 s.

Sistemul poate asigura, cu aceleaşi organe generale, transmisia a 8 termeni de telemăsură şi de 20 de telesemnalizări. Aceste cifre pot fi modificate în funcţie de nevoile de exploatare, capacitatea sistemului fiind de 12 termeni de măsură sau 72 de telesemnalizări ; un termen de telemăsură poate fi înlocuit printr-o grupă de 6 telesemnalizări.

Precizia atinsă în transmisia de telemăsuri este mai bună decît $\pm$ 0,75 %. Cifra nu ţine seamă de eroarea aparatelor de măsură utlizate la emisie şi recepţie, nici de erorile care însoţesc traducerea analogo-digitală a mărimii primare şi traducerea inversă a informaţiilor codificate corespondente.

Ţinînd seamă de aceste erori, precizia globală a sistemului rămîne mai bună decît 2 %.

În telesemnalizare, funcţionarea ciclică permite punerea în evidenţă permanentă a informaţiilor primite pe un tablou sinoptic.

Sistemul este în întregime tranzistorizat, deci prezintă dimensiuni reduse şi un consum redus.

Sistemul funcţionează corect pentru o variaţie de $\pm$ 30 % a tensiunii nominale, care este de 20 V, luată de la o baterie sau un dispozitiv redresor.

Concepţia permite o realizare pe bază de elemente funcţionale interschimbabile, la care contribuie folosirea tehnicii circuitelor imprimate.

Sistemul este aplicat în cadrul dispecerului energetic din Marsilia.

Piazza, G. F. şi Cuendet, I. P. **Telemăsură ciclică numerică.** In : Revue Brown Boveri, nr. 10—11, 1960.

În articol se descrie un sistem de telemăsură ciclică numerică realizat cu tranzistoare şi tuburi cu catodă rece.

Sistemul prezentat este un sistem rapid, de mare capacitate. El poate să transmită pînă la 36 de termeni cu o viteză de 20 de termeni pe secundă la o lăţime de bandă de 360 Hz.

Sistemul este conceput modular putînd transmite 6, 10 20 sau 36 de termeni şi este capabil să lucreze cu diverse lăţimi de bandă, conform normelor CCITT.

Precizia telemăsurii mai bună ca 1 % este obţinută printr-o transmisie numerică a mărimii măsurate. Sistemul realizează ciclic o convertire a mărimilor analogice în mărimi numerice care sînt la rîndul lor codificate şi transmise în cod binar pe canalul de comunicaţie.

Canalul foloseşte o modulaţie cu deplasare de frecvenţă. La recepţie se realizează o convertire inversă numeric-analogică, după care termenii sînt afişaţi. Memorarea şi prelucrarea termenilor se fac sub formă numerică.

Se descrie asigurarea sincronismului dintre emiţător şi receptor care se face prin modularea permanentă în amplitudine a semnalului informaţional cu un semnal de sincronizare.

Acest semnal asigură mersul sincron al oscilatorului de sincronizare de la receptor după oscilatorul emiţător.

Pornirea sincronă a ciclului este asigurată între cele două terminale printr-un termen de sincronizare transmis în alte frecvenţe decît termenii de măsură, termen care serveşte şi la controlul funcţionării corecte a convertorului analog-numeric.

Se prezintă funcţionarea echipamentului, a blocului de sincronizare, a blocurilor de convertire analog-numerică şi numeric-analogică şi a blocului de comutare ciclică.

CRONICĂ

Sesiunea tehnico-ştiinţifică a Institutului de studii, cercetări şi proiectări tehnologice pentru industria constructoare de maşini, utilaje şi industria electrotehnică

În zilele de 18—19 aprilie 1963 a avut loc la Bucureşti sesiunea tehnico-ştiinţifică cu tema „Realizări şi tendinţe în industria constructoare de maşini", organizată de Institutul de studii, cercetări şi proiectări tehnologice pentru industria constructoare de maşini, utilaje şi industria electrotehnică, la care s-au prezentat şi discutat cele mai însemnate lucrări de cercetare şi cele mai importante realizări în proiectarea utilajelor din industria constructoare de maşini, utilaje şi industria electrotehnică.

În total au fost prezentate 25 de comunicări privind realizările obţinute în cadrul institutului, precum şi tendinţele noi în industria constructoare de maşini.

Dintre acestea se menţionează :

— Influenţa seriei de fabricaţie asupra consumului de muncă şi preţului de cost al produselor, de ing. *M. Gavrilescu.*

— Aparate pentru controlul dimensional în construcţia de maşini, de ing. *M. Iosupescu* şi ing. *R. Moţoi*, în care se arată că dezvoltarea aparatelor automate pentru control s-a efectuat în trei direcţii principale : aparate pentru control activ, care se montează direct pe maşinile-unelte şi semnalizează sau comandă maşina, astfel încît piesa să fie prelucrată în toleranţele admise ; aparate pentru control pasiv, care pot controla simultan mai multe dimensiuni, precum şi abaterile de la forma geometrică a piesei, şi automate de sortare dimensională, a căror folosire s-a extins în ultimul timp.

Se arată că ITCME a proiectat mai multe automate de control, precum şi aparatajul de bază pentru controlul pneumoelectric şi electric (cu contacte).

— Eficacitatea tehnico-economică a folosirii maşinilor-unelte agregate în construcţia de maşini, de ing. *D. Simionescu.*

— Sisteme de comandă automată a ciclurilor de lucru la maşini-unelte automate şi maşini agregat, de ing. *I. Gogoaşe*, în care se analizează cele mai caracteristice sisteme de comandă automată, proiectate şi aplicate în industria constructoare de maşini-unelte din R.P.R., prezentîndu-se aspecte ale sistemelor de comandă enunţate. După ce se compară sistemele de comandă electromagnetice cu şi fără amplificare de forţă şi sistemele de comandă şi amplificare hidraulică, se prezintă un nou sistem electropneumo-hidraulic pentru comanda automată fără contact a ciclurilor de lucru. În încheiere se prezintă aspecte privitoare la eficacitatea şi comportarea în exploatare a acestor sisteme de comandă.

— Stabilitatea vitezei de avans a mecanismelor acţionate hidraulic, de ing. *V. Marin.*

— Alimentarea automată a maşinilor-unelte, de ing. *Gh. Văleanu*, în care se prezintă problema automatizării

fazelor auxiliare legate de alimentarea cu piese a maşinilor unelte, perspectivele de tipizare şi cîteva realizări în acest domeniu ale ITCME.

— Dispozitive demontabile universale din elemente tipizate, de ing. *I. Manceak.*

Comunicările prezentate au reuşit să îmbine aspectele ştiinţifice cu cele practice.

Temele tratate au fost legate de cerinţele industriei, şi conţinutul lor bine documentat contribuie la ridicarea nivelului tehnic al industriei noastre.

E. P.

„Italia produce"

Sub această lozincă edificatoare a fost organizată anul acesta la Bucureşti, expoziţia industrială italiană în perioada 6 şi 15 iulie.

Prezentînd un variat sortiment de produse industriale expoziţia a stîrnit un viu interes în rîndurile publicului bucureştean.

Un mare număr de firme italieneşti (167) au expus o gamă largă de produse aparţinînd celor mai diferite sectoare industriale.

Astfel, în cadrul expoziţiei au putut fi văzute de către vizitatori produse ale industriei constructoare de maşini şi metalurgice — în cea mai mare parte, ale industriei textile, alimentare, electrotehnice şi electronice.

Expoziţia a fost organizată în două mari paviloane.

În vechiul pavilion de expoziţii al oraşului Bucureşti au putut fi văzute un mare număr de produse ale diferitelor firme industriale italieneşti.

Alături de un variat sortiment de tricotaje „Eros", bărbăteşti şi de damă, au fost expuse produsele firmei Italiscoa — cea mai puternică organizaţie din lume pentru exportul de mătase artificială.

În continuare, în acest pavilion au putut fi văzute următoarele produse industriale: maşini de calculat, maşini de scris, motoare casnice, echipament pentru aerodromuri, maşini de cusut pentru industria textilă şi de pielărie, compresoare pentru frigidere etc.

Atenţia vizitatorilor a fost reţinută şi de standul constituit din produse folosite în radio şi electronică industrială, ca:

— relee auxiliare;
— întreruptoare ciclice;
— selectoare UHF şi VHF;
— condensatoare ceramice tubulare;
— condensatoare de trecere;
— tranzistoare pentru înaltă frecvenţă;
— redresoare cu germaniu;
— redresoare cu siliciu;
— diode cu germaniu;
— fotodiode etc.

Tot în acest pavilion au mai fost expuse următoarele produse: electropompe monobloc pentru alimentarea cu apă, electromotoare antiflagrante, dozator electric pentru umplerea automată cu substanţe granuloase şi pulbere, maşină electrică pentru măcinat cafea, dozator automat pentru umplerea buteliilor cu gaz lichefiat etc.

Un al doilea pavilion al expoziţiei a fost special amenajat în acest scop de către Institutul Italian de Comerţ Exterior — construit numai din plăci metalice, frumos colorate. Acest pavilion a fost destinat aproape în întregime industriei metalurgice şi constructoare de maşini.

Merită să amintim produsele, firmei Fiat: autoturisme camioane de diferite capacităţi, furgoane, tractoare etc.

Tot în acest pavilion au fost expuse: turbine cu gaz pentru centrale electrice, electromotoare de puteri mari pentru vapoare şi locomotive Diesel electrice.

În întregime, expoziţia a fost aranjată în cele două pavilioane şi în aer liber, totalizînd o suprafaţă de 9 000 m². Ea a fost organizată de Institutul Naţional de Comerţ Exterior din Roma — fiind a doua expoziţie italiană organizaăt pînă acum în Bucureşti. Expoziţia a fost apreciată şi vizitată cu viu interes de publicul bucureştean.

M. C.

Conferinţă internaţională asupra folosirii surselor intense de radiaţii în industrie

Între 23 şi 31 mai a.c. a avut loc la Salzburg, în Austria, conferinţa internaţională pentru folosirea surselor intense de radiaţii în industrie.

Conferinţa a fost organizată de Agenţia internaţională atomică în scopul creării posibilităţilor unui larg schimb de experienţă internaţional şi al unei informări rapide şi cît mai complexe în problema folosirii surselor intense de radiaţii în industrie.

Această conferinţă a urmat conferinţei internaţionale ţinută la Varşovia în 1959, care a avut aceeaşi temă şi acelaşi organizator.

La conferinţa de la Salzburg au participat 250 de delegaţi din diferite ţări ale lumii şi s-au prezentat 43 de lucrări originale şi referate de ansamblu.

Dintre aceste lucrări, un număr de 34 au abordat subiecte de chimia radiaţiilor, iar două au tratat probleme privind obţinerea unor surse de energie termică folosind energia ionizantă a surselor de radiaţii. Aceste surse sînt utilizate la alimentarea staţiunilor meteorologice automate, izolate din punct de vedere geografic, şi la vehicule cosmice.

Lucrările conferinţei s-au desfăşurat pe sesiuni.

În prima zi (sesiunea 1—2) s-au prezentat şase lucrări cu caracter mai general.

Ultima zi a conferinţei (sesiunea 8—9) a fost consacrată lucrărilor cu caracter economic privind producerea surselor de radiaţii intense de γCo^{60} şi a acceleratorilor de electroni.

La această conferinţă a participat şi un delegat al ţării noastre care a susţinut lucrarea: „Radioliza metanului în reactorul nuclear".

Din lucrările prezentate şi discuţiile care s-au purtat la această conferinţă internaţională a rezultat că problema construirii şi folosirii surselor intense de radiaţii în industrie este o problemă foarte importantă în prezent şi deschide perspective largi de viitor.

M.C

DE LA COMITETUL EXECUTIV IFAC

In şedinţa comitetului executiv IFAC din 27—28 martie 1963 s-a aprobat propunerea Comitetului internaţional preparator permanent IMEKO ca tov. prof. ing. C. Peneseu, membru corespondent al Academiei R.P.R., să fie reprezentantul oficial al IMEKO pe lîngă IFAC.

OR. SZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS SZOLGÁLAT 1881

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621—523.2.001.24 : 517.432.1

BELEA, C. :

Инварианты решения динамического уравнения и их применение при синтезе автоматических систем.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, стр. 145—148

В работе излагается способ применения инвариантов решения дифференциального уравнения при синтезе автоматических систем.

ДК. 621.372.2.011.2 : 621.315.1.041.1

RULEA, GH. и RAICU, D.:

Изменение полного входного сопротивления линии передачи, включенной на нагрузку изменяющейся частотой.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, стр. 149—155

Анализируется изменение полного входного сопротивления линии с нагрузкой изменяющейся частотой. Обобщается диаграмма круга и определяется эквивалентный коэффициент добротности линии соответствующей четверти длины волны, включенной на своеконце на резонансный контур.

ДК 621.3.062.3.004.6 : 621.395.342.2.

TANASICIUC, C. :

Надежность схем статической коммутации.

Automatica şi Electronica, 7 (1963), nr. 4, стр, 155—159

Выводятся уравнения вероятностей, характеризующие надежность статических комутационных схем и указывается расчетный метод для конкретных схем. Приводятся примеры применения рассматриваемого метода.

ДК **531.718 : 621.317.39 : 621.941**

MAUGIUREA, F. :.

Метод и аппарат для предупредительного статистического контроля размеров деталей, выпускаемых мастерской, оснащенной автоматическими токарными станками.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, стр. 159—165

В статье описывается аппарат, предназначенный для статистического анализа, предшествующего статистическому контролю как таковому, а также для периодического предупредительного контроля размеров деталей, обрабатываемых на универсальных станках.

ДК 621—522 523

HERŞCOVICI, H., ROISMAN, W. и MĂRCUT, I. :

Датчики и преобразователи давление-ток и ток-давление, для применения на установках для автоматической регулировки.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, стр. 166—173

В работе описываются датчики перемещения и давления и преобразовательные блоки переменное напряжение — постоянное напряжение и постоянное напряжение — давление. Эти аппараты предназначены для использования на автоматических установках.

ДК 621.382.3 : 536.212

PAUKER, V. :

Термическое сопротивление низкочастотного и маломощного транзистора EF-T.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, стр. 174—179

В работе освещается ряд вопросов, связанных с расчетом термического сопротивления транзисторов, — параметр, необходимый для установления максимальной мощности транзисторов.

ДК 621.372.2 : 621.382.3

NEGOITĂ, C. :

Соображения относительно возможности патентирования транзисторных схем.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, стр. 179—181

В статье излагаются возможности патентирования транзистора как элемента, а также транзисторных схем.

ЗАМЕТКИ 182—185
НОВОСТИ 185—187
РЕЦЕНЗИИ 188
ДОКУМЕНТАЦИЯ 188—191
ХРОНИКА 191—192

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—523.2.001.24 : 517.432.1

BELEA, C. :

Die Invarianten der Lösung der dynamischen Gleichung und und ihre Anwendunng auf die Synthese automatischer Regelsysteme.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 4, S. 145—148

Es wird die Anwendung der Invarianten der Lösung einer Differentialgleichung auf die Synthese automatischer Regelkreise untersucht.

RULEA, GH. u. RAICU, D. :

DK 621.372.2.011.2 : 621.315.1.011.1

RULEA, GH. u RAICU, D. :

Die Anderung der Eingangsimpedanz einer mit einer frequenzabhägigigen Belastung abgeschlossenen Übertragungs leitung.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 4, S. 149—155

Es wird die Anderung der Eingangsimpedanz einer Leitung mit frequenzabhängigen Last untersucht. Das Kreisdiagramm wird verallgemeinert und der äquivalente Gütefaktor der mit einem Resonanz-Schwingungskreis abgeschlossenen viertelwellenlangen Leitung bestimmt.

DK 621.3.062.3.004.6 : 621.395.342.2

TANASICIUC, C. :

Die Siherheit der statischen Umschaltschemata.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 4, S. 155—159

Es werden die für die Sicherkeit charakteristischen Wahrscheinlichkeiten der statischen Umschlatstromkreise abgeleitet und eine Berechnungsmethode für konkrete Schemata angegeben. Es werden Beispiele zur Anwendung der erarbeiteten Methoden angeführt.

DK 531.718 : 621.317.39 : 621.941

MANGIUREA, F. O. :

Verfahren und Gerät zur statistischen Vorkontrolle der Abmessungen der in einer Revolverdrehbank herestellten Werkstücke.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 4, S. 159—165

Es wird ein Gerät zur der eigentlichen statistischen Kontrolle vorangehenden statistischen Analyse vorgestellt und auf die periodische Vorkontrolle von auf Universalwerkzeugmaschinen hergestellten Werkstücke angewandt.

DK 621—522 523

HERŞCOVICI, H., ROISMAN, W. u. MĂRCUT, I. :

In selbsttätigen Regelkreisen angewandte Druck-Strom- und Strom-Druck-Überträger und Konverter.

Automatica şi Electronica 7 (1963),H. 4, S. 166—173

Es werden Druck-Weg-Übertrager und Konverterblöcke zur Umwandlung von Wechsel – in Gleichstrom sowie von Gleichstrom in Druckänderungen beschrieben. Die Geräte sind für typisierte automatische Regelkreise vorgesehen.

DK 621.382.3 : 536.212

PAUKER, V. :

Der Wärneleitwiderstand des niederfrequenten und kleinleistungs EF-T Transistors.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 4, S. 174—179

Es werden Wege zur rechnerischen Ermittlung des zur Bestimmung der Höchstleistung benötigten Wärmeleitwiderstandes von Transistoren angegeben.

DK 621.372.2 : 621.382.3

NEGOITĂ, C. :

Betrachtung zur Patentfähigkeit von Trabsistorkreisen.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 4, S. 179—181

Es wird auf die Möglichkeit des Patentschutzes des Transistors als Element und der Transistorstromkreise im Ganzen hingewiesen.

KURZBERICHTE 182—185
AKTUELLES 185—187
BUCHBESPRECHUNGEN 188
RUNDSCHAU 188—191
CHRONIK 191—192

SOMMAIRE

CD 621—523.2.001.24 : 517.432.1

BELEA, C. :

Les invariants de la solution de l'équation dynamique et leur emploi dans la synthèse des systèmes automatiques.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 145—148

On présente le mode d'application des invariants de la solution d'une équation différentielle dans la synthèse des systèmes automatiques.

CD 621.372.2.011.2 : 621.315.1.041.1

RULEA, GH. et RAICU, D. :

La variation de l'impédance d'entrée de la ligne de transmission ayant une charge variable avec la fréquence.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 149—155

On analyse la variation de l'impédance d'entrée d'une ligne ayant une charge variable avec la fréquence. On généralise le diagramme du cercle et on détermine le facteur de qualité équivalent de la ligne en quart de longueur terminée sur un circuit résonnant.

CD 621.3.062.3.004 : 621.395.342.2

TANASICIUC, C. :

La securité des schemas de commutation statique.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 155—159

On déduit les expressions des probabilités qui caractérisent la sécurité des schémas de commutation statique et on indique la méthode de calcul pour schémas concrets. Des exemples concernant l'emploi de la méthode sont données.

CD 531.718 : 621.317.39 : 621.941

MANGIUREA, F. O. :

Méthode et appareil pour le contrôle préventif statistique des pièces exécutées dans un atelier de tours automatiques.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 159—165

L'auteur présente un appareil pour l'analyse statistique qui précède le contrôle statistique proprement dit et pour le contrôle périodique préventif des dimensions des pièces qui sont confectionnées sur les machines-outils universelles.

CD 621—522 523

HERŞCOVICI, H., ROISMAN, W. et MĂRCUŢ I. :

Traducteurs et changeurs pression-courant et courant-pression utilisés dans les installations de réglage automatique.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 166—173

On décrit les traducteurs de déplacement et pression et les blocs changeurs tension alternative-courant continu et courant continu-pression. Ces appareils sont destinés à être utilisés dans les installations d'automatisation.

CD 621.382.3 : 536.212

PAUKER, V. :

La résistance thermique du transistor EF-T de basse fréquence et petite puissance.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 174—179

L'auteur expose les problèmes du calcul de la résistance thermique des transistors, paramètre nécessaire à l'établissement de la puissance maxima des transistors.

CD 621.372.2 : 621.382.3

NEGOIŢĂ, C. :

Considérations sur la manière de breveter les schémas à transistors.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 4, p. 179—181

On présente la manière de breveter le transistor comme élément et les schémas à transistors.

NOTES	182—185
ACTUALITÉS	185—187
COMPTES RENDUS	188
DOCUMENTATION	188—191
CHRONIQUE	191—192

CONTENTS

DC 621—523.2.001.24 : 517.432.1

BELEA, C. :

The invariants of the solution of the dynamic equation and their utilization in the synthesis of automatic systems.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 145—148

The paper describes the ways of applying the invariants of the solution of a differential equation to the synthesis of automatic systems.

DC 621.372.2.011.2 : 621.315.1.041.1

RULEA, GH. and RAICU D. :

The variation of the input impedance ending on a charge variable with frequency.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 149—155

The variation is analysed of the input imoedance having a charge variable with frequency. One generalizes the circle diagram and one determines the equivalent quality factor of the line in wave-length quarter ending on a resonant circuit.

DC 621.3.062.3.004.6 : 621.395.342.2

TANASICIUC, C. :

The safety of static commutation diagrams.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 155—159

After deducing the expressions of the probabilities characterizing the safety of static commutation diagrams, the author points out the way of calculating concrete diagrams. Some practical examples are included by way of illustration.

DC 531.718 : 621.317.39 : 621.941

MANGIUREA, F. O. :

A method and apparatus for the statistic preventive control of dimensions of pieces manufactured in an automatic lath shop.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 159—165

The description is given of an apparatus for the statistic analysis preceding the statistic control itself and for the periodical preventive control of the dimensions of pieces manufactured by universal machine tools.

DC 621—522 523

HERŞCOVICI, H., ROISMAN, W. and MĂRCUŢ, I. :

Transducers and pressure-current and curent-pressure converters for utilization in automatic control installations.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 166—173

One describes the displacement and pressure transducers as well as the converter blocks alternating voltage-continuous current and continuous current-pressure. These apparatus are designed for automation installations.

DC 621.382.3 : 536.212

PAUKER V. :

The thermic resistance of the low frequency and small power EF-T transistor.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 174—179

The paper discusses some calculus problems relating to the thermic resistance of transistors, i.e. one of the parameters required for establishing the maximum power of transistors.

DC 621.372.2 : 621.382.3

NEGOIŢĂ, C. :

Considerations concerning the patentability of transistorized diagrams.

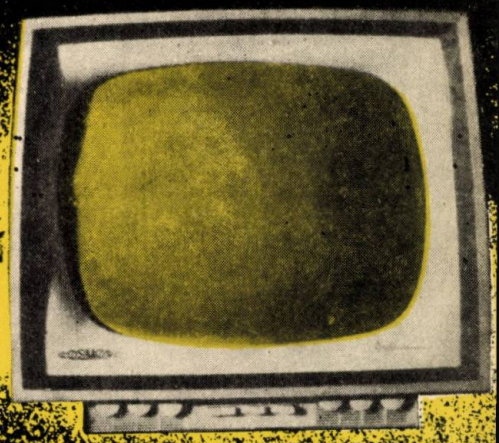
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 4, p. 179—181

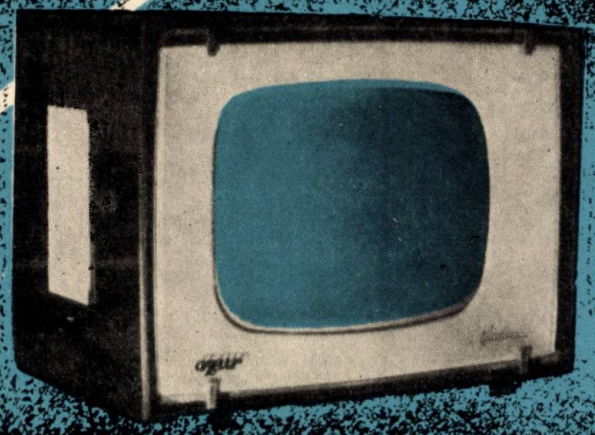
The paper presents the patentability of transistors as elements and transistorized elements.

NOTES	182—185
NEWS	185—187
REVIEWS	188
DOCUMENTATION	188—191
CHRONICLE	191—192

Electronica

COSMOS





azur

„COSMOS" – Televizor modern cu ecran mare avînd diagonala de 54 cm. Imagine de cea mai bună calitate datorită strălucirii ei deosebite. Înzestrat cu cele mai noi dispozitive de reglaj automat. Performanţe acustice remarcabile.

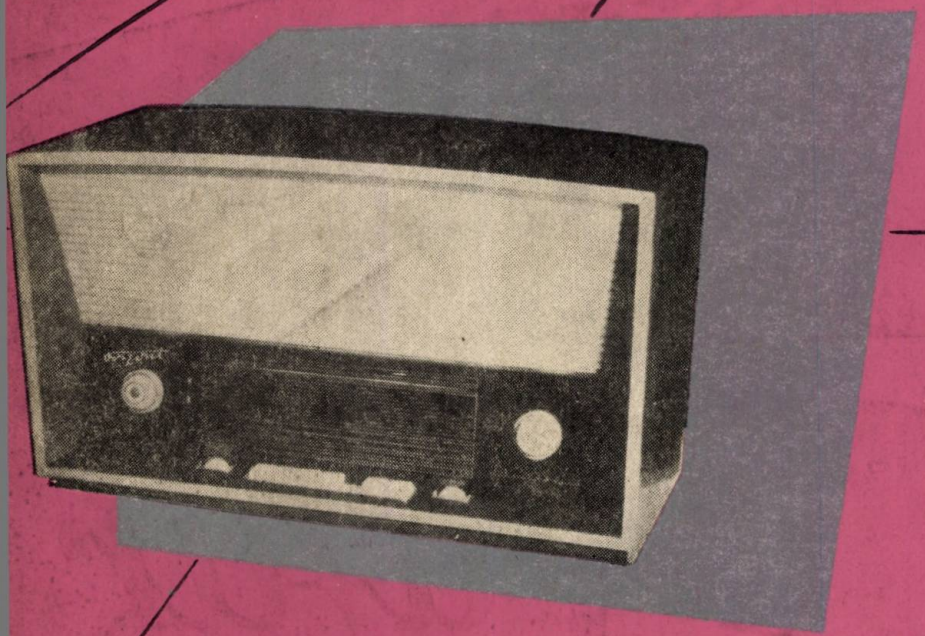
Televizorul este realizat cu cablaj imprimat.

- comutator de canale cu 12 poziţii
- 18 tuburi electronice + 9 diode semiconductoare + 1 redresor cu seleniu
- 3 difuzoare

„AZUR" – Televizor cu circuite imprimate. Linie elegantă şi stabilitate remarcabilă în funcţionare. Imagine de înaltă calitate.

- comutator de canale cu 12 poziţii
- diagonala ecranului de 43 cm
- 16 tuburi electronice + 2 diode cu germaniu + 2 diode cu seleniu
- tensiunile de alimentare: 120 V şi 220 V.

orizont



CUMPĂRAȚI CU ÎNCREDERE, RADIORECEPTORUL „ORIZONT" REALIZAT DE UZINELE „ELECTRONICA"

Sensibil, selectiv, reproducere sonoră perfectă

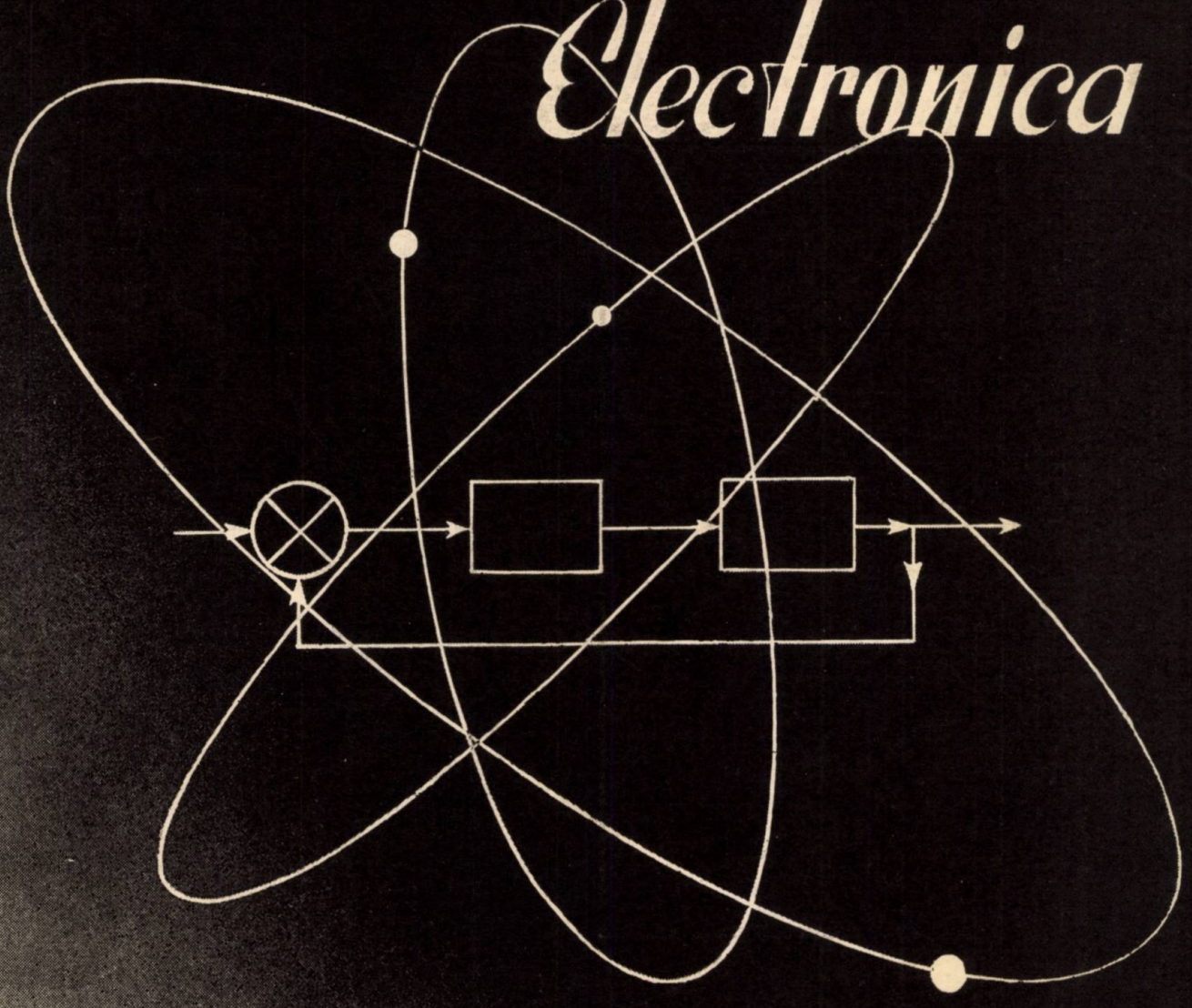
- ▲ 5 + 2 tuburi electronice
- ▲ claviatură cu 7 clape
- ▲ 5 game de unde
- ▲ indicator optic de acord
- ▲ 2 difuzoare

Electronica

Caseta armonios îmbinată și cu o rezonanță ireproșabilă, dă o notă de eleganță oricărui interior

LEI 5

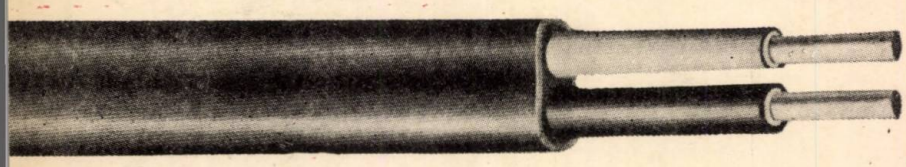
Automatica și Electronica



VOL. 7
1963
Nr. 5
SEPTEMBRIE
OCTOMBRIE
P. 193 — 240
BUCUREȘTI

FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

- UN BOGAT SORTIMENT DE CABLURI DE FORŢĂ, CU IZOLAŢIE DE HÎRTIE ŞI MATERIALE PLASTICE
- CONDUCTE ELECTRICE PENTRU INSTALAŢII
- CONDUCTORI DE BOBINAJ IZOLAŢI CU EMAIL, HÎRTIE, MĂTASE, FIRE DE STICLĂ
- CORDOANE ELECTRICE PENTRU UZ CAZNIC
- LACURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE



FCME

E2551

Automatica și Electronica

Vol. 7 (1963) nr. 5 (septembrie-octombrie), p. 193–240

CUPRINS

CZ 621—55.001.24 : 621—52.004.15

PAPADACHE, I. :

Asupra determinării optime a parametrilor unui regulator PID.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 193–197

Articolul cuprinde expunerea unor metode noi pentru determinarea în practică a caracteristicilor regulatoarelor PID cu ajutorul unor abace sau al calculelor. Cu aceste metode se obțin regimuri tranzitorii în general mai bune decît cu metodele cunoscute.

CZ 621.382.132.22 : 621.34—52 : 621.313.223

ANASTASIU, S., LANDAU, I. D., CHIVĂRAN, ST. și CONSTANTINESCU, M. :

Scheme cu tiristoare utilizate la acționările electrice automatizate cu motoare de curent continuu.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 197–205

În articol se prezintă schemele și principiile de dimensionare a instalațiilor cu tiristoare destinate acționărilor electrice în c.c. În continuare se descriu două instalații cu tiristoare, precum și dispozitivele electronice de comandă realizate la IPA.

CZ 621.384.2 : 66/69—52

TEODORESCU, I. LUCHIAN I. :

Acceleratoarele de particule, surse de radiații ionizante utilizate în procesele industriale și de control.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 205–215

Se tratează despre tipurile de acceleratoare de particule care prezintă perspective economice în ceea ce privește utilizarea lor în procese tehnologice industriale și de control. Sînt expuse, de asemenea, procedeele care au căpătat în prezent o dezvoltare mai mare, precum și acelea care, fiind în prezent în stadiu experimental sau de stație pilot, tind să capete cît mai repede o extindere largă prin folosirea radiațiilor ionizante ca sursă de energie pentru industrie.

CZ 539.16.08 : 621.387

ILIESCU, E :

Înregistrarea separată a protonilor și razelor într-un contor cu scintilație.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 215–218

Este descrisă o schemă electronică cu ajutorul căreia într-un contor cu scintilație cu cristal CsI (Tl) protonii sînt înregistrați separat de razele γ. La baza schemei stă faptul că pentru particule cu ionizări specifice diferite, cristalele CsI (Tl) dau pulsuri de forme diferite, corespunzătoare unei constante de dezexcitare τ variabilă.

CZ 621.384.2 : 537.13

INDREAS, GR. .

Acceleratoare de protoni la energii ultraînalte.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 218–227

Se prezintă principiile de funcționare și problemele de construcțiiale acceleratoarelor ciclice de protoni pentru energii mai mari de 10 GeV.

NOTE 228–229
ACTUALITĂȚI 229–232
RECENZII 233–237
DOCUMENTARE 237–240
CRONICĂ 240

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. I. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Metalurgiei și Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.M.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice M.M.C.M. — cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Informația, Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 4137.

40545

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ŞI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR

Vol. VII (pag. 193—240) nr. 5, septembrie—octombrie București, 1963

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

I. PAPADACHE

Asupra determinării optime a parametrilor unui regulator PID

În ultimul timp problema determinării optime a parametrilor unui regulator PID a făcut obiectul a numeroase studii și s-au elaborat metode noi pentru stabilirea practică a parametrilor V_R, T_i și T_d ai unui regulator PID. Aceste metode au o importanță deosebită pentru tehnicienii care pun în funcțiune sistemele de reglare automată sau care, în timpul exploatării, trebuie să reetaloneze instalația pentru a-i asigura o funcționare optimă în condițiile experimentate ale desfășurării procesului tehnologic. În cele ce urmează se va prezenta — cu unele observații critice — metodele noi apărute pentru determinarea optimă a parametrilor regulatoarelor PID. Deosebit de valoroase pentru aplicații sînt mai ales metodele elaborate de V. Strejc [1], [2] la Institutul de teoria informației și automatică al Academiei de Științe Cehoslovace.

În sistemele de reglare în care mărimea de intrare i este o funcție de timp aleatorie — cum se întîmplă deseori în sistemele a căror mărime de ieșire e este de natură mecanică peste spectrul semnalului i util se suprapune de obicei și un spectru datorită zgomotului. O asemenea situație nu se întîlnește în sistemele industriale în care mărimea de intrare este o constantă i_0. În articol se va arăta determinarea optimă a regulatorului PID pentru asemenea cazuri. Se va întrebuința schema bloc din figura 1, în care s-au înglobat funcțiile de transfer ale elementului de execuție și ale elementului de măsură, în funcția de transfer $Y_P(s)$ a procesului tehnologic. Funcțiile de transfer ale acestor elemente sînt de obicei aperiodice, astfel încît nu modifică aspectul general al răspunsului care ar corespunde numai funcției de transfer a procesului.

Condiția care se pune în asemenea cazuri regulatorului R este să readucă valoarea lui e la valoarea fixată i_0, ori care ar fi perturbațiile $p(t)$, care influențează mărimea e de ieșire. Această readucere trebuie să aibă loc după un anumit criteriu impus regulatorului.

Ecuația diferențială a regulatorului PID ideal, respectiv funcția lui de transfer $Y_R(s)$,

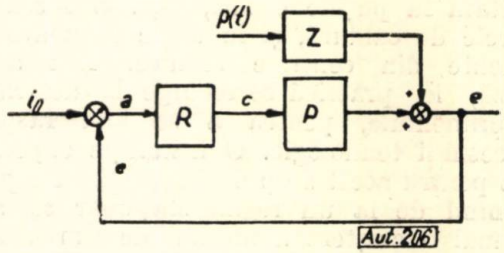


Fig. 1 : R — regulator ; P — proces tehnologic ; Z — partea din sistem prin care acționează perturbația $p(t)$.

poate avea—după realizarea constructivă care diferă de la o marcă de fabrică la alta — următoarele forme :

$$Y_R(s) = V_R\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right); \tag{1}$$

$$Y_R(s) = V_R\left[\left(1 + \frac{T_d}{T_i}\right) + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right]; \tag{2}$$

$$Y_R(s) = V_R + \frac{K_i}{s} + K_d s. \tag{3}$$

Expresia (2) apare atunci cînd efectul PID se obține prin legarea în serie a două structuri, din care una realizează un efect PI, și a doua, un efect PD.

În toate aceste expresii sînt trei parametri liberi V_R, T_i și T_d sau V_R, K_i și K_d. Bineînțeles că alegerea lor este condiționată în primul rînd de construirea unui sistem de reglare stabil. Îndeplinirea acestei condiții lasă totuși posibilă alegerea parametrilor în zone largi, astfel încît să se poată îndeplini și alte

condiţii, şi anume obţinerea unui răspuns tranzitoriu satisfăcător. Determinarea în acest fel a parametrilor V_R, T_i şi T_d este legată de cunoaşterea funcţiei de transfer $Y_P(s)$ a procesului tehnologic.

S-a înglobat în această funcţie şi funcţiile $Y_E(s)$ şi $Y_M(s)$ ale elementelor de execuţie şi de măsură pentru că ridicările experimentale se fac în mod avantajos făcînd o asemenea înglobare. În felul acesta se ridică experimental răspunsul care corespunde funcţiei de transfer $Y_P(s)$, $Y_E(s)$, $Y_M(s)$, dar care va fi denumit răspunsul procesului tehnologic şi caracterizat prin funcţia de transfer $Y_P(s)$. Procesele industriale, cu puţine excepţii, şi anume atunci cînd cuprind elemente de natură electrică, nu au schimburi de energie în ambele sensuri dintr-o parte în alta a procesului. Aceasta înseamnă că răspunsul procesului va fi în ansamblul aperiodic. Determinarea prin calcul a acestei funcţii de transfer, adică a ecuaţiei diferenţiale care descrie desfăşurarea unui proces tehnologic, se poate face numai în rare cazuri. Deşi se fac cercetări intense, cunoaşterea funcţiilor de transfer sub o formă analitică este limitată la puţine cazuri, cum sînt schimbătoarele de căldură, şi la unele elemente componente din centrale tehnice. Din această cauză, în practică se recurge la determinări experimentale, pentru a se afla răspunsul procesului tehnologic. O instalaţie experimentală pentru acest scop este arătată în figura 2. Pornind de la un regim staţionar se aplică manual o creştere a mărimii de comandă c cu o valoare Δc şi se înregistrează variaţia mărimii de ieşire $\Delta e(t)$.

Precauţile care trebuie luate în aceste experimentări, cum şi sensul şi amploarea saltului Δc sînt îndeobşte cunoscute [7].

În figura 3 s-a indicat curba $\Delta e(t)$, ridicată experimental, după care mărimea de ieşire trece de la valoarea iniţială e_0 la o nouă valoare

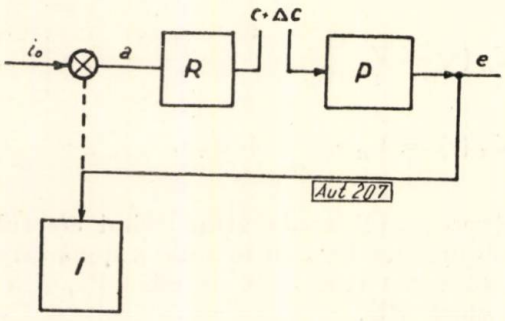


Fig. 2. Schemă pentru ridicarea experimentală a răspunsului unui sistem I înregistrator.

staţionară e_1, corespunzătoare valorii $C + \Delta c$ a mărimii de comandă. Utilizarea acestui răspuns pentru determinarea lui Y_R T_i şi T_d este posibilă tocmai datorită faptului că acest răspuns este aperiodic; observăm că sistemul în ansamblu, adică cuprinzînd şi regulatorul R, poate să aibă un răspuns oscilatoriu la apariţia unei perturbaţii.

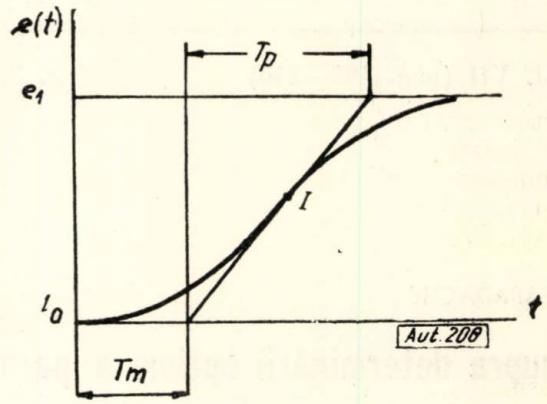


Fig. 3. Răspunsul unui proces şi aproximarea lui printr-un timp mort T_m şi o constantă de timp T.

Pasul următor este stabilirea unei funcţii de transfer care să reprezinte satisfăcător acest răspuns determinat experimental.

Prima soluţie ar fi întrebuinţarea unei funcţii de transfer de ordinul I, adică de forma:

$$Y_P(s) = \frac{K_P}{T_P s + 1}.$$

O asemenea funcţie corespunde unui răspuns exponenţial care diferă fundamental aproape întotdeauna de răspunsul din figura 3. Din punct de vedere analitic, o asemenea funcţie de transfer, combinată cu un regulator PID, conduce la un sistem stabil, oricare ar fi V_R T_i şi T_d, ceea ce experimental s-a constatat că nu este adevărat. În consecinţă, o asemenea reprezentare aproximativă nu este satisfăcătoare.

O metodă propusă de Ziegler şi Nichols [4] constă în aproximarea acestui răspuns printr-o funcţie de transfer avînd expresia:

$$Y_P(s) = \frac{K_P e^{-T_m S}}{T_P s + 1} \qquad (4)$$

în care apare un timp mort T_m, aparent sau parţial real, şi o singură constantă de timp T_P. Aceste constante de timp se obţin prin construcţia grafică arătată în figura 3.

Tangenta la curba de răspuns este dusă prin punctul I de inflexie al curbei de răspuns. Această aproximare are o largă întrebuinţare.

V. Strejc propune [2] o aproximaţie mai satisfăcătoare, şi anume reprezentarea acestui răspuns prin funcţia de transfer:

$$Y_P(s) = \frac{K_P e^{-T_m S}}{(T_P s+1)^n}. \qquad (5)$$

Această funcție de transfer presupune că procesul tehnologic are un timp mort T_m și că este format din legarea în serie a n părți, fiecare din aceste părți avînd aceeași constantă de timp T_P. Evident că expresia (4) nu este decît un caz particular al formulei (5). Justificarea teoretică a acestei expresii se bazează pe faptul că regimurile tranzitorii ale unui sistem automat sînt determinate în principal de constantele mari de timp ale procesului tehnologic și că aceste constante sînt de același ordin de mărime.

Metoda după care V.Strejc deduce valorile n, T_P și T_m din curba de răspuns este arătată în figura 4 și în tabela care urmează. Constanta K_P poate întotdeauna fi adusă la unitate printr-o alegere convenabilă a unităților de măsură, ceea ce vom presupune realizat în cele ce urmează. Răspunsul din figura 4 presupune că procesul tehnologic nu are timpi morți reali. Parametrii trecuți în figura 4 nu sînt

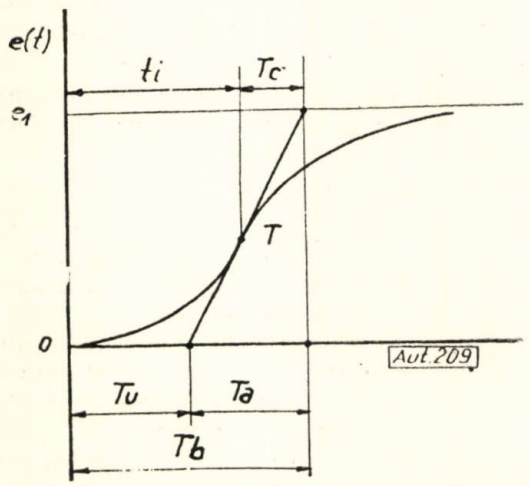


Fig. 4. Parametrii unui răspuns aperiodic pentru un salt unitar (1).

toți independenți. Este de observat că metoda se bazează pe faptul că:

$$\frac{T_u}{T_a} \cong \frac{n-1}{10},$$

și că acest raport nu depinde de constanta de timp a T_P care intră în formula (5). Aplicarea metodei începe deci prin stabilirea acestui raport și prin căutarea ordinului sistemului în tabela 1.

Tabela 1

n	T_a/T_P	T_u/T_P	T_u/T_a	T_i/T_P	T_c/T_P	T_c/T_a
1	1	0	0	0	1	1
2	2,71	0,28	0,104	1	2,0	0,73
3	3,69	0,80	0,218	2	2,5	0,67
4	4,46	1,42	0,319	3	2,88	0,69
5	5,11	2,10	0,410	4	3,12	0,62

Pe de altă parte, tabela dă valorile $\frac{t_i}{T_P}, \frac{T_a}{T_P}, \frac{T_u}{T_P}$, ceea ce permite determinarea lui T_P și verificarea valorii obținute.

În figura 5 se arată răspunsul unui proces avînd trei constante de timp. Din construcția

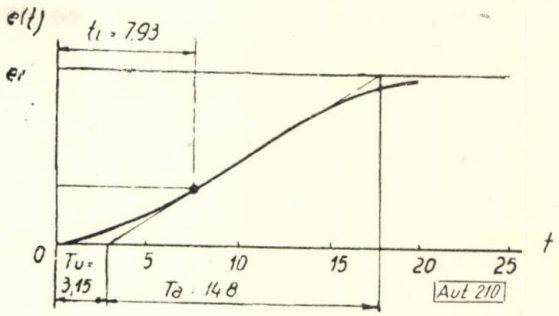


Fig. 5. Răspunsul unui proces avînd trei constante de timp $T_1 = 3$, $T_2 = 4$, $T_3 = 5$.

arătată pe figură se deduce că $T_u = 3{,}15$ și $T_a = 14{,}8$, deci $\frac{T_u}{T_a} = 0{,}213$, ceea ce în tabela 1 corespunde cu $n = 3$. Din prima coloană a tabelei, care dă pe $\frac{T_a}{T_P}$ deducem că $T_P = 3{,}96$. În acest caz $T_m = 0$. Funcția de transfer echivalentă va fi: $Y_P(s) = \frac{1}{(3{,}963+1)^3}$. Se poate constata că aproximarea este foarte satisfăcătoare. Dacă $\frac{T_u}{T_a}$ are o valoare cuprinsă între două valori consecutive pentru n și depărtată de ele atunci procedeul este puțin diferit, fiind de această dată necesară introducerea unui timp mort. Această situație se întîlnește în cazul răspunsului din figura 6. Raportul $\frac{T_u}{T_a}$ inițial este $\frac{2{,}95}{20} = 0{,}147$ care se situează între $n = 2$ și $n = 3$ la distanță mare de raportul caracteristic acestor două valori. În acest caz, se separă T_u inițial în două părți: o parte T_u care dă împreună cu T_a un raport egal cu cel corespunzător lui $n=2$, adică astfel încît $\frac{T_u}{T_a} = 0{,}104$, în cazul considerat $T_u = 2{,}10$, iar diferența pînă la valoarea inițială a lui T_u', adică 0,85, se consideră timp mort (T_m). Cu aceste valori este făcută construcția din figura 6 și s-a dedus valoarea $T_P = 7{,}35$. Funcția de transfer este deci: $Y_P(s) = \frac{e^{-0{,}85\,s}}{(7{,}35\,s+1)^2}$.

O a doua caracteristică a procesului care ar trebui introdusă în determinarea valorilor V_R, T_i și T_d este natura și punctul de aplicare a perturbațiilor. Dacă s-ar cunoaște exact felul în care perturbațiile influențează desfășurarea procesului, adică funcția de transfer $Y_z(s)$ respectivă a părții z (fig. 1), atunci

s-ar putea studia răspunsul sistemului aplicîndu-i perturbaţii în locul considerat. Pe de altă parte, perturbaţiile $p(t)$ sînt mărimi aleatorii ale căror legi de variaţie nu sînt cunoscute, şi a căror densitate spectrală este legată de

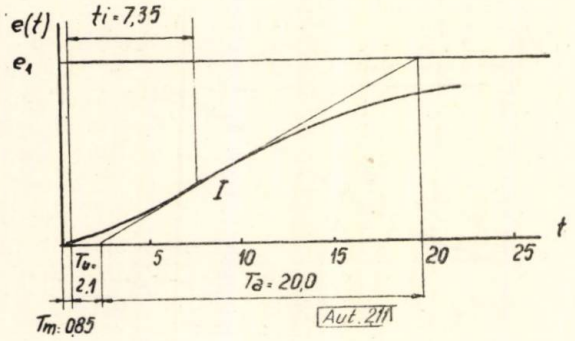


Fig. 6. Răspunsul unui proces de ordinul 3 avînd $T_1 = 1$, $T_2 = 5$, $T_3 = 10$.

condiţiile de exploatare ale procesului. Asemenea studii se pot face prin modelări. Sînt, de asemenea, şi metode practice cu ajutorul cărora se poate determina, în funcţiune normală a sistemului de reglare, influenţa perturbaţiilor asupra lui $e(t)$ şi pe această bază stabilirea funcţiilor de transfer $Y_z(s)$ prin care influenţează perturbaţiile mărimea de ieşire. În practică însă asemenea informaţii nu sînt de obicei cunoscute şi deci alegerea parametrilor regulatorului PID nu poate să aibă în vedere şi acest aspect. Din această cauză şi în cazul sistemelor care sînt destinate a lucra cu mărime de intrare i constantă, adică i_0, studiul răspunsului tranzitoriu se face în practică cu o modificare în salt unitar a mărimii de intrare faţă de valoarea i_0.

În sfîrşit alegerea parametrilor regulatolatorului trebuie să ţină seamă de caracteristicile pe care dorim să le aibă regimul tranzitoriu, adică trebuie să fie un criteriu care să stea la baza alegerilor. Deşi asemenea criterii sînt numeroase şi pot fi exprimate matematic astfel încît determinarea parametrilor regulatorului să se facă analitic, practica a consacrat numai unele criterii simple care au condus la formule aproximative.

Cele mai multe dintre ele au la bază reprezentarea aproxiamtivă a răspunsului unui proces, dată de formula (4). De exemplu, pentru un regulator PI şi PID avînd structura din formula (1), W. Oppelt [5] recomandă următoarele valori :

$$\text{PI}: \quad V_R = 0{,}8\,\frac{T_P}{T_m}\;T_i = 3T_m,$$

$$\text{PID}: \quad V_R = 1{,}2\,\frac{T_P}{T_m},\; T_i = 2T_m\;\; T_d = 0{,}42\;T_m,$$

care asigură un regim oscilant în care amplitudinile succesive de acelaşi sens scad în raportul 1/4 şi integrala $\int adt$ este minimă (aproximativ).

Pentru întrebuinţarea formulei (5) s-au preparat abace [1] care dau pentru diferite tipuri de regulatoare parametrii optimi ai regulatorului în funcţie de n, T_m şi T_P. În figura 7 s-a arătat o asemenea abacă pentru un regulator PI care are funcţia de transfer conform cu expresia (3) cu $K_d = 0$. Criteriul admis este criteriul optimului practic [5].

Dacă se aplică această abacă, cum şi formulele date de Oppelt la procesul tehnologic din figura 6 şi se compară numai valorile pentru T_i care nu sînt legate de sistemele de unităţi din ansamblul dispozitivului de reglare, şi deci se pot compara direct, găsim — după procedeul Strejc—întrebuinţînd tabela 1 :

$$T_i = \frac{V_R}{K_i} = 1{,}5\,;\; V_R T_P \cong 6{,}5.$$

Formula lui Oppelt dă valoarea $T_i = 3$;
$T_m = 3 \times 2{,}95 = 9$.

Rezultă din acest exemplu că metoda Strejc conduce la o reglare mai eficientă, pentru că efectul I admis este mai mare.

O metodă nouă pentru determinarea regulatorului şi obţinerea unui răspuns amortizat

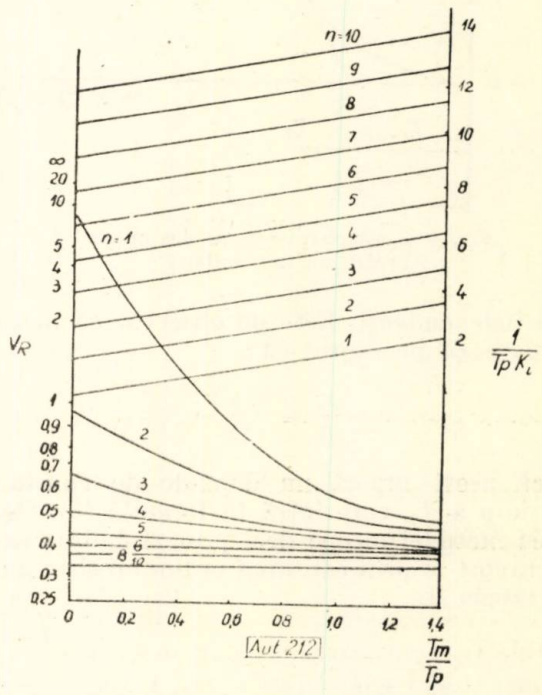


Fig. 7. Abacă pentru determinarea parametrilor V_R şi K_i optimi ai unui regulator PI (*I*).

a fost propusă şi de P. Naslin [6], [8]. Fără a intra în detaliile expunerii matematice vom indica numai procedeul practic de determinare a valorilor lui V_R, T_i şi T_d.

Această metodă se bazează pe stabilirea expresiei:

$$P(s) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + \dots$$

adică a polinomului de la numitorul funcției de transfer $Y_0(s)$ a sistemului în întregime, funcție care este:

$$Y_0(s) = \frac{Y_R Y_P}{1 + Y_R Y_P}.$$

Printr-o extindere a procedeului întrebuințat la obținerea unui amortisment optim pentru cazul cînd polinomul este de gradul doi Naslin ajunge la concluzia că determinarea optimă a valorilor V_R, T_i și T_d este dată de relațiile:

$$\frac{a_1^2}{a_0 a_2} = 2; \quad \frac{a_2^2}{a_1 a_3} = 2; \quad \frac{a_3^2}{a_2 a_4} = 2 \dots$$

Pentru că în cazul unui regulator PID parametrii liberi sînt în număr de trei este suficient ca dezvoltarea polinomului să se continue pînă la termenul în s^4.

Aplicarea acestei metode se poate face după ce s-a stabilit experimental funcția de transfer a procesului tehnologic prin calcul sau după procedeul dat de Strejc, adică:

$$Y_P(s) = \frac{e^{-T_m S}}{(T_P s + 1)^n} \cong \frac{1}{1 + A_1 s + A_2 s^2 + A_3 s^3 + \dots}.$$

Combinîndu-se funcția de transfer $Y_P(s)$ cu a regulatorului

$$Y_R(s) = V_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)$$

în care V_R este amplificarea întregii bucle de reglare, pentru a obține polinomul $P(s)$, aplicarea metodei Naslin duce la relațiile:

$$\frac{(V_R + 1)^2 T_i}{V_R (A_1 + V_R T_d)} = 2; \quad \frac{(A_1 + V_R T_d)^2}{A_2 (V_R + 1)} = 2;$$

$$\frac{A_2^2}{A_3 A_1 + V_R T_d} = 2,$$

care permit determinarea parametrilor liberi V_R, T_i și T_d. Critica ce s-a adus acestei metode [9] constă în aceea că numărătorul funcției de transfer $Y_0(s)$ globale a sistemului de reglare nu joacă nici un rol în determinarea reglării optime, ceea ce nu pare a fi normal. Autorul a răspuns acestei obiecții într-un articol recent [10]; totuși aplicarea acestei metode conduce la calcule complicate pentru nevoile curente ale punerii în funcțiune și reglării regulatoarelor în industrie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Strejc, V. *Determination approchée des caracteristiques de regulation d'un processus a réponse aperiodique.* În: Automatisme, mart, 1960.

[2] Strejc, V. *Näherungsverfahren für aperiodische übergangs-characteristiken.* Regelungstechnik, april, 1959.

[3] Strejc, V. *Les solutions optima des boucles de reglaje N V TS.* Praga, 1958.

[4] Ziegler, J. C. și Nichols, N. B. *Optimum settings for automatic controllers.* Trans. ASME 6 nr. 4, 1943.

[5] Oppelt, W. *Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge 2,* auflage, p. 366.

[6] Goldenburg, Sartorius. *A uniform approch to the optimum adjustment of control loops.* Asme Paper, 53-A-18.

[7] Eckman, D. *Automatic Process control.* În: J. Wiley, 1958.

[8] Naslin, P. *Nouveau critère d'amortissement.* În: Automatisme, iun. 1960.

[9] Menahem, M. *Regulation des systèmes industriels complexes.* În Automatisme, ian, 1963.

[10] Naslin, P. *Polynomes normaux et critèrs algebriques d'amortissment.* În: Automatisme, iun, 1963.

S. ANASTASIU, I. D. LANDAU, ST. CHIVĂRAN, M. CONSTANTINESCU

Instalații cu tiristoare utilizate la acționările electrice automatizate cu motoare de curent continuu

În ultimii ani, tiristorul a fost introdus în instalații industriale în mod experimental, iar în prezent începe aplicarea sa pe scară largă.

În țara noastră, importanța și perspectivele acestui element nou au fost sesizate și au determinat, pe de o parte, începerea la ICET a cercetărilor în vederea asimilării în R.P.R. a tiristoarelor, iar pe de altă parte, elaborarea de către IPA a unor acționări reglabile pe bază de tiristoare, destinate în primul rînd mașinilor-unelte.

Principalele avantaje ale mutatoarelor cu tiristoare sînt: lipsa de inerție; putere de comandă foarte redusă (factor de amplificare ridicat); randament foarte bun și constant într-o gamă largă de reglare; element static (nu necesită nici un fel de întreținere); insensibilitate la vibrațiile mecanice care apar în exploatarea instalațiilor industriale.

1. Scheme de mutatoare reglabile cu tiristoare destinate acţionărilor electrice

Alegerea schemelor mutatoarelor este determinată în principal, de două caracteristici limitative ale tiristoarelor: de tensiunea admisibilă redusă pe tiristor şi de preţul de cost încă ridicat.

Ca urmare, la alegerea schemelor se ţine seamă ca numărul de tiristoare să fie minimum posibil.

şi anume: — punte monofazată necomandată, cu tiristorul pe partea de curent continuu a punţii, utilizată pînă la puteri de maximum 3,5 kW; — mutator monofazat, cu tiristoarele montate în braţele mutatorului, utilizat la puteri între 3,5 şi 7 kW; — mutator trifazat, cu tiristoarele montate în braţele mutatorului, utilizat la puteri între 5 şi 150 kW; — conectarea în serie a două punţi monofazate, în ale căror braţe tiristoarele sînt montate în serie sau în paralel.

Tabela 1

Denumirea schemei	Caracteristici
Punte monofazată semicomandată Punte trifazată semicomandată	funcţionează ca redresor unidirecţional avantaj: cere un număr redus de tiristoare dezavantaj: nu poate funcţiona în regim de invertor (nu permite frînarea recuperativă) destinaţie: acţionări nereversibile
Punte monofazată, bidirecţională Punte trifazată, bidirecţională	funcţionează ca redresor bidirecţional şi invertor (permite funcţionarea motorului în ambele sensuri, frînarea recuperativă, şi frînarea prin contracurent) destinaţie: acţionări reversibile
Monofazată dublă alternanţă, bidirecţională Trifazată stea, bidirecţională	funcţionează ca redresor bidirecţional şi invertor (permite funcţionarea motorului în ambele sensuri, frînarea recuperativă şi frînarea prin contracurent) avantaj: cere un număr de tiristoare mai redus decît schemele din figurile 6c şi 6d dezavantaj: raportul $\frac{\text{tensiune inversă pe tiristor}}{\text{tensiune redresată}}$ e mare destinaţie: acţionări reversibile, la tensiuni reduse
Monofazată necomandată, cu tiristorul pe partea de c.c.	funcţionează ca redresor unidirecţional avantaj: număr redus de tiristoare dezavantaj: nu poate funcţiona în regim de invertor destinaţie: acţionări nereversibile de puteri mici
Schemă cu două punţi înseriate	funcţionează ca redresor unidirecţional avantaj: tensiunea redresată este egală cu suma tensiunilor celor două punţi, pe cînd tensiunea inversă pe tiristor rămîne egală cu aceea a fiecărei punţi în parte dezavantaj: cere transformator cu două secundare separate galvanic destinaţie: acţionări nereversibile la tensiuni mari

Caracteristicile principale ale schemelor utilizate la acţionările electrice cu tiristoare sînt date în tabela 1.

În concluzie, mutatoarele cu tiristoare acoperă în momentul de faţă un domeniu continuu de puteri între 0,5—150 kW. Acest domeniu continuu de puteri este asigurat prin următoarele mijloace:

— Obţinerea de tensiuni diferite pe un braţ al mutatorului, prin sortarea tiristoarelor sau prin înserierea lor.

— Obţinerea de curenţi diferiţi pe un braţ al mutatorului prin micşorarea radiatorului (la curenţi mai mici decît curentul nominal) sau prin montarea în paralel a tiristoarelor (la curent peste curentul nominal).

— Cele două mijloace de mai sus se combină cu utilizarea diverselor scheme de mutatoare,

Montajele de mutatoare reglabile cu tiristoare, utilizate în acţionările electrice cu reglare automată, se caracterizează din punct de vedere static şi dinamic prin următoarele trei mărimi:

a. *Caracteristica statică a schemei* $U = f(\alpha)$

Caracteristica statică permite stabilirea domeniului de variaţie a unghiului α, corespunzător funcţionării motorului în diverse regimuri de lucru, şi pentru asigurarea rezervelor de forţare necesare în procesele tranzitorii.

b. *Factorul de amplificare*

Factorul de amplificare se defineşte prin relaţia:

$$K = \frac{d'U}{d\alpha}$$

şi este variabil cu unghiul de comandă α.

c. *Timpul mort*

Timpul mort al unui tiristor este determinat de faptul că curentul anodic, odată amorsat, poate fi stins numai cînd conducţia tinde să treacă pe tiristorul următor. Ca timp mort se ia o valoare egală aproximativ cu jumătate din durata de conducţie a unei celule, valoare care reprezintă o medie statistică. Timpul mort într-o schemă de redresare este dat de formula: $t_m = \frac{1}{2}\frac{1}{p}\frac{1}{f}$, unde:

p este numărul de pulsuri ale tensiunii redresate în timpul unei alternanţe a tensiunii de alimentare;

f — frecvenţa tensiunii de alimentare.

Schemele trifazate sînt favorabile din punctul de vedere al timpului mort.

Comanda tiristoarelor se execută prin dispozitive de comandă „pe grilă".

Comanda tiristoarelor trebuie, astfel realizată încît să asigure următoarele condiţii:

— obţinerea unei variaţii liniare a defazajului impulsului de comandă în funcţie de tensiunea continuă de comandă într-o gamă cît mai mare;

— obţinerea unui impuls de comandă de putere suficientă pentru comanda tiristorului (eventual mai multe impulsuri obţinute pe circuite separate galvanic între ele, pentru comanda tiristoarelor montate în serie sau în paralel). Frontul impulsului trebuie să fie cît mai scurt pentru o comutare rapidă a tiristorului;

— separarea galvanică a circuitului de grilă a tiristorului de schema de reglare;

— blocarea impulsurilor de comandă în momentul apariţiei unui supracurent.

Pentru rezolvarea acestor cerinţe se utilizează un număr de dispozitive de comandă egal cu numărul de tensiuni de alimentare a tiristoarelor defazate între ele. Fiecare dispozitiv de comandă va primi o tensiune de sincronizare în fază cu tensiunea care alimentează tiristoarele pe care le comandă.

2. Principii de dimensionare a instalaţiilor cu tiristoare destinate acţionărilor electrice

Dimensionarea schemelor cu tiristoare, utilizate în acţionările electrice automatizate, presupune:

— alegerea schemei celei mai potrivite scopului, conform celor prezentate în paragraful 1;

— alegerea corectă a tiristoarelor, corespunzător nivelului de tensiuni şi curenţi din instalaţie, ţinînd seamă de supratensiunile care pot să apară în circuit şi supracurenţii impuşi în regimurile de forţare. În general, se recomandă utilizarea tiristoarelor de la 70 pînă la 80% din tensiunea maximă admisibilă şi circa 80% din curentul nominal;

— alegerea corectă a dispozitivelor de protecţie la supratensiuni şi supracurenţi.

Supratensiunile care apar la conectarea şi deconectarea transformatorului de alimentare pot fi reduse prin montarea unui condensator în serie cu o rezistenţă de amortizare în circuitul secundar al transformatorului.

Supratensiunile care apar la montarea în serie a tiristoarelor, cauzate de timpii diferiţi de aprindere şi de caracteristicile tensiune-curent diferite ale celulelor, se pot limita prin montarea în paralel, pe fiecare dintre cele două tiristoare înseriate, a cîte unui condensator şi a unei rezistenţe (fig. 1). În serie cu fiecare condensator s-a introdus o rezistenţă de limitare.

Protecţia la supratensiunile inverse se mai realizează şi prin montarea în serie cu tiristoarele a unor redresoare necomandate cu siliciu,

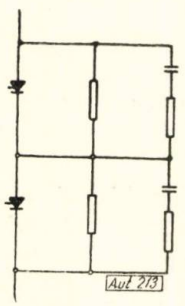


Fig. 1. Legarea în serie a tiristoarelor.

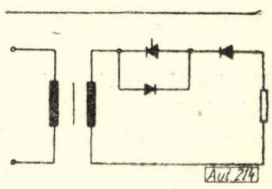


Fig. 2. Protejarea tiristoarelor la supratensiuni.

mai robuste (fig. 2). În acest caz se montează în paralel pe tiristor şi în sens invers sensului lui de conducţie o diodă care va fi parcursă de curentul invers al celulei de protecţie.

Caracteristicile tiristoarelor, în ceea ce priveşte supracurenţii, sînt legate de capacitatea termică mică şi de constantele mari de timp ale proceselor de transmitere a căldurii.

Mijloacele de protecţie trebuie să îndeplinească următoarele condiţii:

a) să prezinte o caracteristică de funcţionare sub caracteristica valorilor admisibile curent-timp a tiristorului (fig. 3);

b) pe cît posibil, să nu fie necesară înlocuirea de elemente pentru a repune instalaţia în funcţiune.

Condiţia *a* nu se poate realiza printr-un singur mijloc de protecţie, de aceea se utilizează mai multe dispozitive care protejează tiristorul pe cîte o porţiune a caracteristicii curent maxim admisibil-timp.

Mijloacele de protecţie la supracurent, utilizate la instalaţiile cu tiristoare, sînt:

I. Protecţia prin siguranţe rapide pe secundarul transformatorului (curba $I-2$), prin mărirea tensiunii de scurtcircuit a transformatorului de alimentare (curba $I-1$) şi prin relee

termice în primarul transformatorului (curba $I-3$, fig. 3).

Caracteristica releului termic va corespunde valorii curentului permanent care trece prin tiristor (de circa 80% din curentul nominal, conform celor menţionate mai sus).

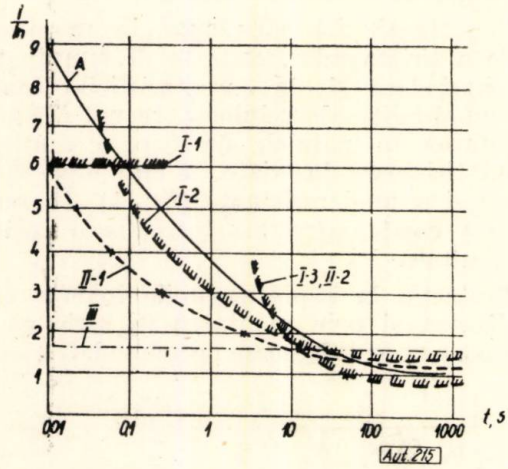


Fig. 3. Caracteristicile mijloacelor de protecţie la supra-curenţi şi caracteristica $I-t$ a tiristorului (A).

Protecţia prin siguranţe rapide şi mărirea tensiuii de scurtcircuit a transformatorului de alimentare este dezavantajoasă, deoarece impune mărirea puterii de calcul al transformatorului şi lungeşte intervalele de comutaţie a curentului de la o celulă la alta. De aceea, această metodă se utilizează doar în lipsa siguranţelor ultrarapide.

II. Protecţia prin siguranţe ultrarapide în secundar (curba $II-1$) şi relee termice în primarul transformatorului (curba $II-2$).

III. Protecţia prin blocarea dispozitivelor de comandă cu ajutorul unui dispozitiv de protecţie electronică (curba III).

În această situaţie suprasolicitarea tiristorului durează maximum o semiperioadă a tensiunii de alimentare.

Întrucît dispozitivul de protecţie electronică nu poate acţiona decît în semiperioada următoare apariţiei supracurentului, el nu poate avea rolul de protecţie la scurtcircuite bruşte, deci nu exclude utilizarea mijloacelor de protecţie de la punctul I şi II.

3. Dispozitivul de comandă pe grilă a tiristoarelor

Rolul dispozitivului de comandă pe grilă este de a realiza o succesiune de impulsuri cu un defazaj faţă de tensiunea de alimentare a schemei de redresare, care variază liniar cu tensiunea continuă a regulatorului.

Condiţiile tehnice principale care se impun dispozitivelor de comandă rezultă din cele expuse în paragraful 1.

Folosirea schemelor clasice de comandă cu amplificatoare magnetice pentru obţinerea unor impulsuri cu defazaj reglabil nu este raţională, datorită, în primul rînd, faptului că nu permite exploatarea la maximum a proprietăţilor dinamice ale tiristoarelor. Din această cauză este indicată utilizarea unor scheme tranzistorizate lipsite de inerţie.

Pentru obţinerea impulsurilor de comandă s-a aplicat principiul comenzii pe verticală a defazajului (fig. 4). Acest principiu constă în compararea unei tensiuni alternative, sincronă cu tensiunea de alimentare, cu o tensiune continuă. În momentul coincidenţei, dispozitivul de comandă dă la ieşire un impuls de putere şi durată dată.

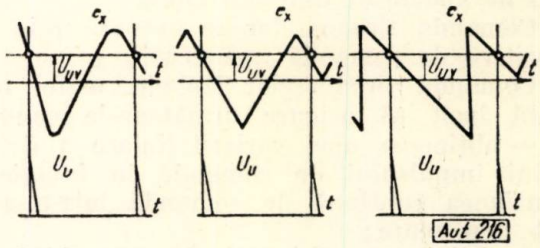


Fig. 4. Principiul comparaţiei pe verticală.

Dintre cele trei tipuri de tensiuni de comparaţie (sinusoidală, triunghiulară, în dinţi de ferăstrău) s-a ales în urma experimentărilor forma de tensiune în dinţi de ferăstrău.

Tensiunea în dinţi de ferăstrău permite obţinerea cu uşurinţă a unei excursii a defazajului impulsului de comandă de 0° la 180° şi chiar mai mult. Cu celelalte tipuri de tensiuni de comparaţie nu se poate obţine, practic, o excursie a defazajului de la 0° la 180°.

Schema-bloc a dispozitivului de comandă realizat este prezentată în figura 5.

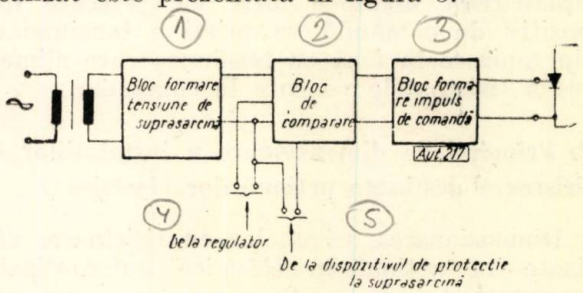


Fig. 5. Schema-bloc a dispozitivului de comandă pe grilă.

Dispozitivul de comandă pe grilă se compune dintr-un bloc de formare a tensiunii de referinţă, un bloc de comparare, care dă la ieşire un impuls în momentul coincidenţei, şi un bloc de formare a impulsului de comandă.

Funcţionarea blocului de comparare este condiţionată fie de dispozitivul de protecţie la

supracurent (care în cazul apariţiei unei avarii blochează blocul de comparare), fie de o schemă logică, la schemele bidirecţionale.

Schema dispozitivului de comandă pe grilă este dată în figura 6.

foarte bun (10 — 20 μs). Puterea acestui impuls este suficientă pentru comanda a două tiristoare.

În secundarul transformatorului care se cuplează la circuitul de comandă a tiristorului

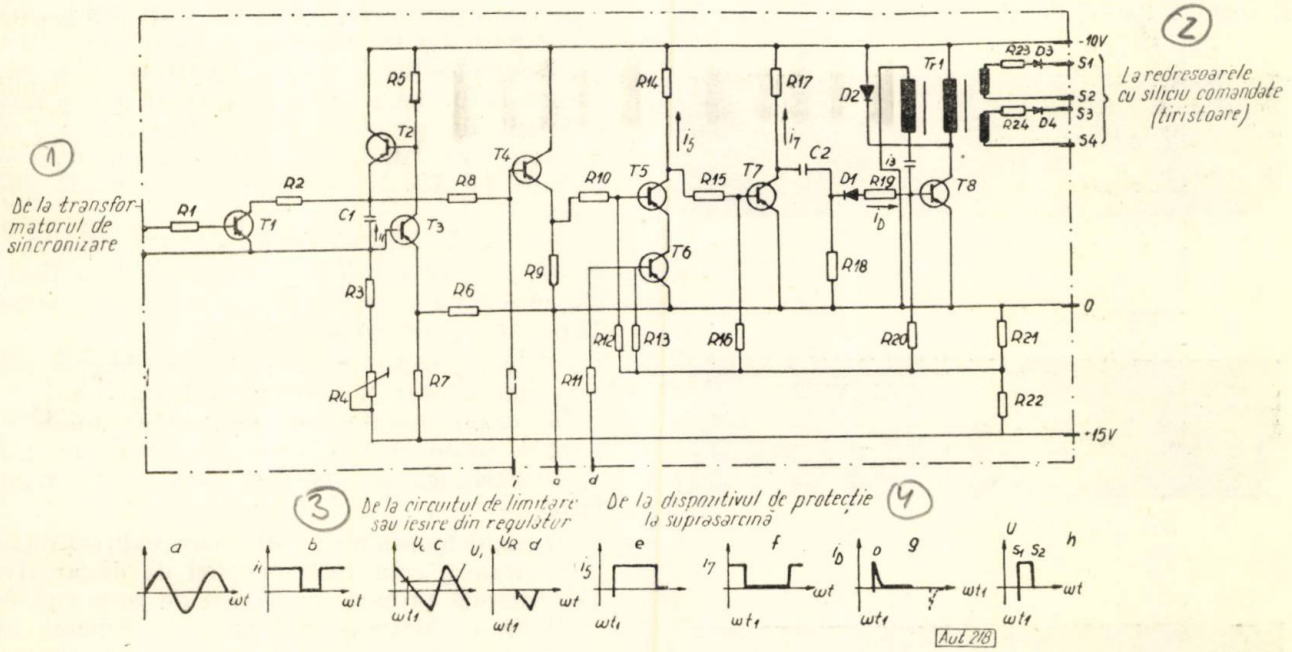


Fig. 6. Dispozitivul de comandă pe grilă.

Tranzistoarele *T1*, *T2* şi *T3* alcătuiesc generatorul de dinţi de ferăstrău. Condensatorul *C1*, montat în emiterul tranzistorului *T2*, se încarcă cu un curent constant prin rezistenţele *R3* şi *R4*. Tranzistorul *T3* are rolul de regulator al curentului de încărcare, comparînd căderea de tensiune pe rezistenţele *R3* şi *R4* (care este proporţională cu curentul de încărcare) cu căderea de tensiune pe *R7*, care este practic constantă. Tranzistorul *T3* reglează astfel polarizarea tranzistorului *T2* asigurînd încărcarea cu curent constant a condensatorului *C1*.

Tranzistorul *T1* are rolul de a comanda declanşarea încărcării şi descărcării condensatorului *C1* sincron cu tensiunea de alimentare.

Intersecţia tensiunii de referinţă cu tensiunea continuă din regulator determină defazajul $\alpha = \omega t$ al impulsurilor de comandă. Atîta timp cît diferenţa celor două tensiuni este negativă, tranzistorul *T4* care lucrează în regim de repetor (pentru a prezenta o mare impedanţă de intrare) este deschis şi tensiunea pe rezistenţa sa de sarcină reproduce tensiunea de comandă. Se obţin impulsuri triunghiulare cu un defazaj α. Tranzistoarele *T5* şi *T7* lucrează în regim de amplificator limitator (tot sau nimic), obţinîndu-se în final un impuls dreptunghiular care, după derivare în circuitul *C2 R18*, comandă un oscilator bloking realizat cu tranzistorul EFT131 (24 V—500 mA). Oscilatorul bloking dă un impuls de 1 ms cu un front

sînt montate o rezistenţă pentru limitarea curentului de comandă şi o diodă pentru blocarea curentului invers în perioada conducţiei.

Sincronizarea dispozitivului de comandă se face prin intermediul unui transformator de sincronizare monofazat, care se alimentează de pe faza de alimentare a tiristorului care trebuie comandat.

Între ieşirea din regulator şi dispozitivele de comandă de pe diversele faze se intercalează, în cazul general, un circuit de limitare, care limitează domeniul de variaţie a defazajului impulsului de comandă.

Tranzistorul *T6* din schema dispozitivului de comandă pe grilă are rolul de a comanda funcţionarea sau blocarea dispozitivului în funcţie de semnalul primit de la dispozitivul de protecţie la supracurent sau de la schema logică, în cazul schemelor bidirecţionale.

Alimentarea dispozitivului de comandă se face de la sursa stabilizată „Unidin" de —10 V ; + 15 V.

În figura 7 sînt prezentate oscilogramele realizate cu dispozitivul de comandă pe grilă, în care este ilustrat principiul comenzii pe verticală a defazajului.

Dispozitivul electronic de protecţie la supracurent trebuie să asigure blocarea dispozitivului de comandă în cazul apariţiei unui supracurent, repunerea în funcţiune făcîndu-se manual, prin apăsarea unui buton.

În figura 8 este prezentată schema dispozitivului de protecție realizat.

Dispozitivul este constituit dintr-un circuit basculant bistabil nesimetric, realizat cu două tranzistoare EFT122. În mod normal, tranzistorul *T1* este deschis și *T2* este blocat. În

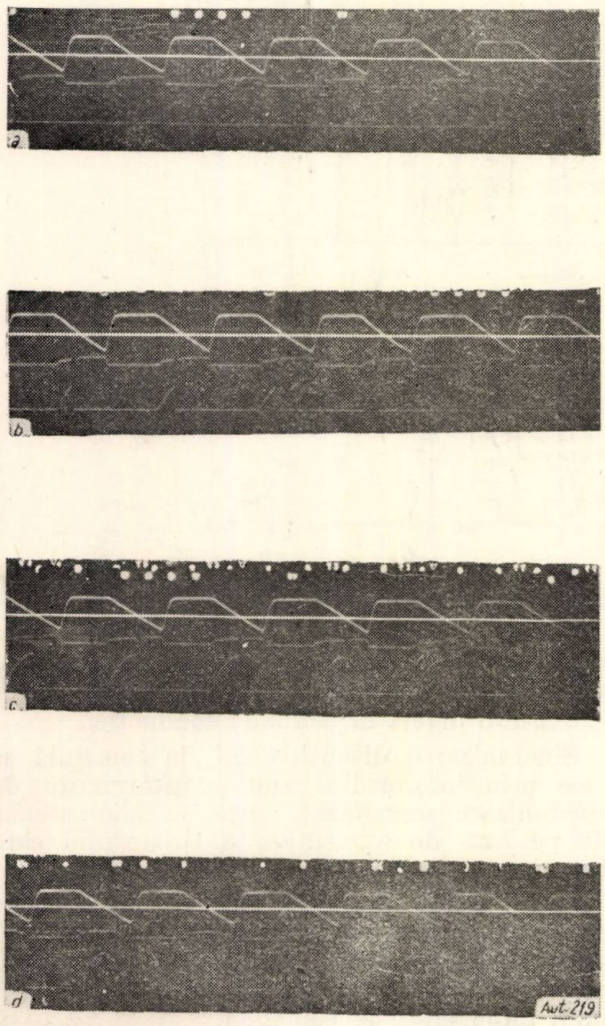


Fig. 7. Funcționarea dispozitivului de comandă pe grilă la diverse tensiuni de comandă.

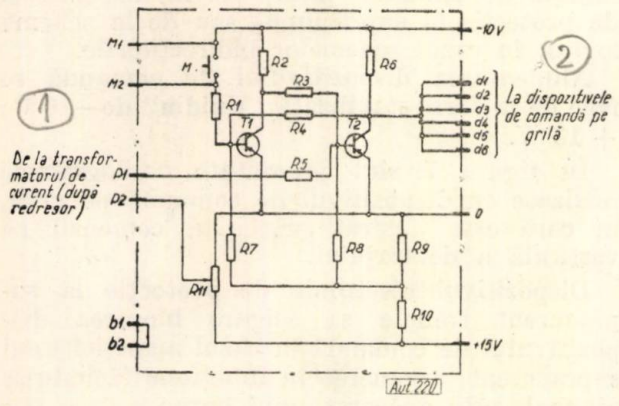


Fig. 8. Dispozitivul electronic de protecție la supracurent.

această situație, tranzistoarele *T6* din dispozitivele de comandă ale căror baze sînt legate la bornele 1—6 se găsesc în situația deschis, dispozitivele de comandă funcționînd normal.

Bornele de intrare a dispozitivului de protecție se leagă la ieșirea unei punți redresoare, alimentată de la un transformator de curent montat pe partea de c.a. La apariția unui supracurent la bornele de intrare apare un semnal suficient de puternic pentru a produce basculareа circuitului. După basculare, tranzistoarele *T6* din dispozitivele de comandă sînt blocate.

După îndepărtarea cauzei scurtcircuitului se apasă pe butonul *M* care comandă basculareа înapoi a circuitului bistabil, deblocîndu-se astfel dispozitivele de comandă.

Pragul de basculare a circuitului de protecție se ajustează din potențiometrul *R11*.

În cazul montajelor redresoare unidirecționale toate dispozitivele de comandă primesc tensiunea de comandă de la același regulator.

În cazul montajelor redresoare bidirecționale (antiparalel), cele două grupuri de dispozitive de comandă primesc tensiunea de comandă de la două regulatoare distincte, la scheme cu circulație de curent sau de la un regulator, la scheme fără circulație de curent, funcționarea unuia sau a celuilalt grup de dispozitive de comandă pentru ultimul caz fiind comandată de o schemă logică.

4. Domenii de utilizare a tiristoarelor

Într-o acționare cu motor de c.c. automatizată, sursa de tensiune variabilă care alimentează indusul sau inductorul motorului (mutator, generator, amplificator magnetic etc.) constituie elementul de execuție al instalației.

Se pune întrebarea care va fi domeniul ocupat de tiristor în comparație cu celelalte elemente de execuție.

Generatorul de c.c. are proprietăți deosebit de slabe, avînd un factor de calitate (amplificare de putere/constantă de timp) foarte redus. Pentru a obține o rapiditate mare de răspuns este necesar ca sursa de excitație să dispună de o rezervă de tensiune importantă (de circa 400—1 000%), ceea ce duce la o dimensionare nerațională. Există tendința înlocuirii totale a generatoarelor de c.c. din schemele de reglare automată, fie prin tiristoare la puteri sub 100 kW, fie prin mutatoare cu vapori de mercur la puteri peste 100 kW, rămînîndu-le rezervat domeniul acționărilor cu reglare în circuit deschis.

Amplidina are dezavantajul că necesită întreținere (colector, perii) și că este un element dublu-inerțial. Ea va fi, de asemenea, înlocuită prin tiristoare.

Amplificatorul magnetic de putere va fi întrebuinţat probabil, în paralel cu tiristoarele în domeniul schemelor nereversibile. În comparaţie cu amplificatorul magnetic, tiristoarele au avantajul unor dimensiuni mai reduse şi greutăţi mai mici, unei puteri de comandă mult mai mici şi unei lipse de inerţie. În schimb, amplificatoarele magnetice admit domeniul de reglare a vitezei 1 : 20. Motoarele celor două acţionări sînt : de 3 CP şi 1 CP. În ambele cazuri, ele sînt expuse la şocuri de sarcină prin ambreiajele electromagnetice.

S-au utilizat tiristoare de 10 A 300 V.

S-a adoptat pentru acţionarea de 3 CP schema monofazată în punte semicomandată (fig. 9).

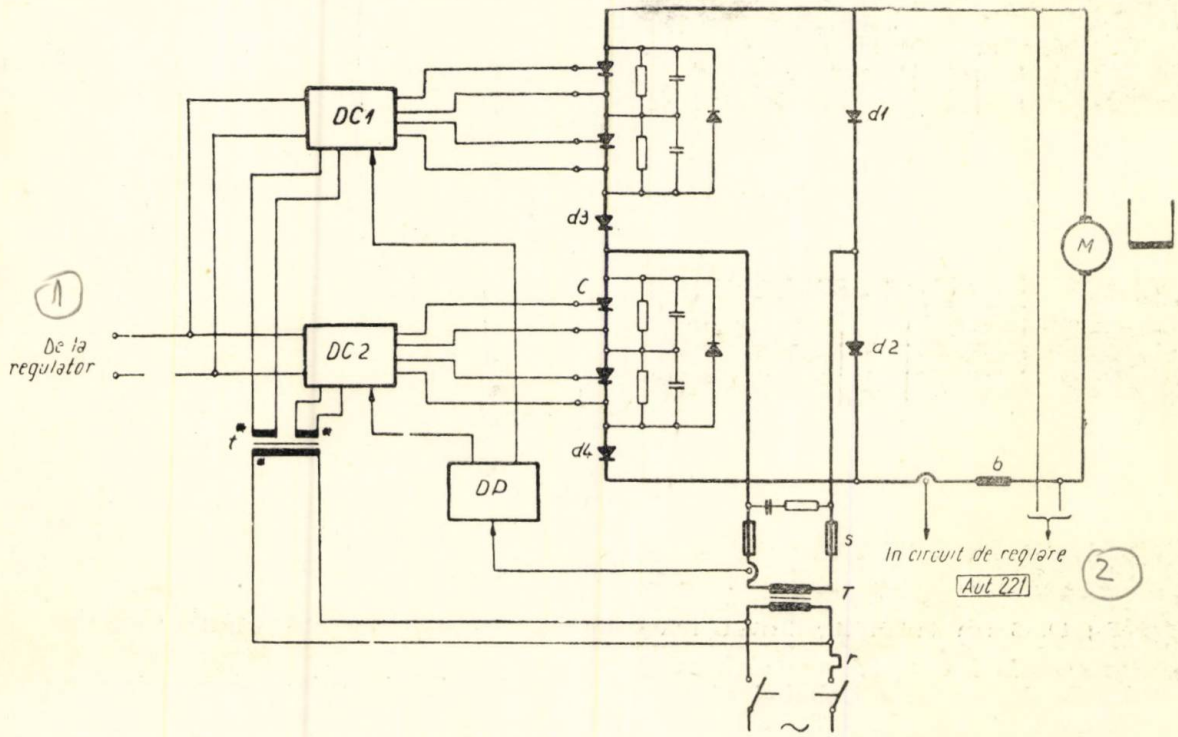


Fig. 9. Schema instalaţiei realizate la IPA pentru acţionarea cu viteză variabilă a unui motor de 3 CP.

şocuri de curent mai importante la aceeaşi putere nominală de durată.

În comparaţie cu tiratronul, tiristorul are următoarele avantaje cunoscute : nu necesită o perioadă de încălzire la punerea în funcţiune, are o durată de viaţă, practic, nelimitată, este antitrepidant, lucrează cu randament mai ridicat, este de dimensiuni mai reduse etc. Tiristorul va înlocui tiratronul pe măsura în care preţul său va scădea, ceea ce este inevitabil.

În felul acesta, împreună cu tranzistoarele de putere folosite la puteri sub 1 kW, şi cu mutatoarele cu vapori de mercur, folosite la puteri care, în general, depăşesc 100 kW, s-a creat o gamă completă de elemente de execuţie, practic, lipsite de inerţie, cu durată de viaţă nelimitată şi asigurînd o funcţionare cu un randament deosebit de ridicat.

5. Rezultate experimentale

În laboratorul de acţionări electrice al IPA au fost experimentate două instalaţii cu tiristoare, destinate acţionărilor electrice cu viteză reglabilă ale unei maşini de frezat prin copiere ; Pe fiecare braţ comandat s-au montat două tiristoare în serie, pentru a suporta tensiunea inversă maximă care apare în circuit, luîndu-se măsurile anunţate în paragraful 2 pentru egalizarea tensiunilor (rezistenţe şi condensatoare în paralel). Protecţia la tensiunea inversă se face suplimentar prin înserierea unei celule redresoare necomandate, de 600 V. Schema funcţionează în regim de curent neîntrerupt asigurat prin bobina *b* care se descarcă pe diodele *d1* şi *d2* în intervalul inversării tensiunii reţelei. Regimul favorizează comutaţia şi pierderile în motor, factorul de putere al instalaţiei, şi împiedică apariţia vîrfurilor de curent care ar periclita tiristoarele. Protecţia la supracurenţi s-a realizat prin mărirea dispersiei transformatorului *T*, siguranţei rapide *s* şi releului termic *r*, dublate de dispozitivul de protecţie electronică *DP*. Fiecăruia dintre braţele cu tiristoare i-a fost asociat un dispozitiv de comandă cu ieşiri pentru cîte două tiristoare (*DC1*, *DC2*). Tensiunile de sincronizare se obţin de la două înfăşurări în opoziţie, din secundarul transformatorului de sincronizare *t*, alimentat în paralel cu *T*.

Pentru acţionarea motorului de 1 CP s-a adoptat schema monofazată în punte cu celule necomandate şi cu montarea tiristorului în circuitul de curent continuu (fig. 10). În acest caz s-a montat o diodă separată *a* cu rolul de anodă de nul.

Din oscilograme se pot constata momentele comutaţiei în apropierea momentului trecerii tensiunii reţelei prin zero şi în momentul impulsului de comandă. Fenomenul este mai accentuat la sarcină (fig. 12). Durata fenomenului de comutaţie este accentuată din cauza reac-

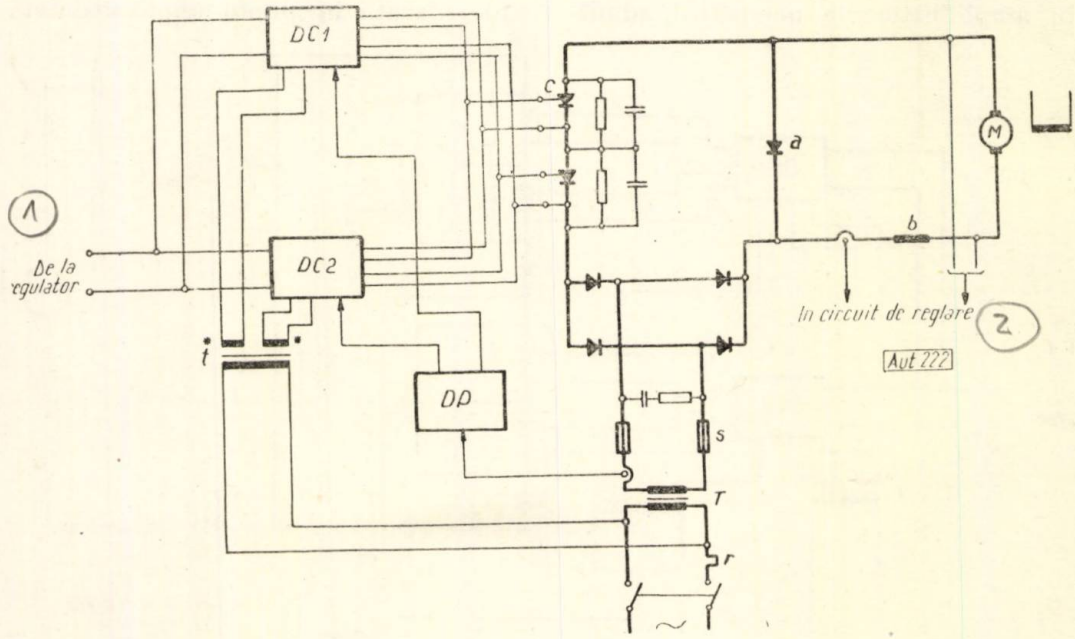


Fig. 10. Schema instalaţiei realizate la IPA pentru acţionarea cu viteză variabilă a unui motor de 1 CP.

Impulsurile de comandă trebuind să se repete la fiecare 180° în loc de 360°, ca la schema anterioară, s-au montat în paralel două dispozitive de comandă alimentate ca şi la schema din figura 9, cele două tensiuni de sincronizare fiind decalate între ele cu 180°.

Regulatoarele întrebuinţate, sursa stabilizată de alimentare şi referinţă şi traductorul de curent continuu fac parte din sistemul de reglare unificat, tranzistorizat, destinat acţionărilor electrice „UNIDIN" în curs de asimilare la uzinele „Electromagnetica".

În figurile 11 şi 12 se dau formele de undă în gol şi în sarcină, ridicate la schema din figura 9, a următoarelor mărimi:

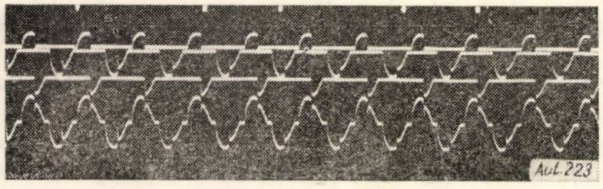


Fig. 11. Forme de undă ale diverselor tensiuni pentru schema din figura 9 la funcţionarea motorului în gol.

tensiunea pe tiristorul *C*; tensiunea pe dioda înseriată cu tiristorul *d4*; tensiunea pe una dintre anodele de nul (*d1*); tensiunea de alimentare la intrarea punţii.

tanţei de dispersie mare a transformatorului, impusă din motive de protecţie a tiristoarelor la supracurent. Aceasta duce la supradimen-

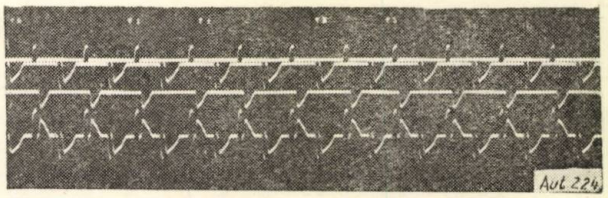


Fig. 12. Forme de undă ale diverselor tensiuni pentru schema din figura 9, la funcţionarea motorului cu sarcina nominală.

sionarea instalaţiei şi scăderea randamentului. De aici rezultă importanţa utilizării siguranţelor fuzibile ultrarapide de protecţie.

Concluzii

Dezvoltarea modernă a tehnicii automatizării acţionărilor electrice este legată de introducerea pe scară largă a elementelor de execuţie neinerţiale. Între acestea, pentru domeniul puterilor mici şi mijlocii, tiristorul prezintă cele mai avantajoase caracteristici.

Ţinînd seamă de posibilităţile largi de aplicare a tiristoarelor în domeniul acţionărilor electrice automatizate în R.P.R., sînt nece-

sare intensificarea şi extinderea cercetărilor cu privire la asimilarea celulelor cu siliciu necomandate şi comandate şi, în legătură cu aceasta, obţinerea de siguranţe fuzibile ultrarapide.

Este necesar, deci, să se multiplice eforturile cu privire la rezolvarea problemelor tehnice legate de introducerea tiristoarelor în instalaţiile industriale.

Prin instalaţiile experimentale, la IPA s-a început această acţiune şi în plus, s-a verificat încă o dată comportarea bună a sistemului de reglare unificat, tranzistorizat, destinat acţionărilor electrice „UNIDIN".

Utilizarea tiristoarelor în tehnica acţionărilor electrice automatizate se încadrează în Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. cu privire la introducerea pe scară largă a automatizării la nivelul tehnicii mondiale, şi de utilizare a dispozitivelor semiconductoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Weinrich, G. şi Landau, I. D. *Utilizarea redresoarelor cu siliciu comandate în acţionările electrice automatizate.* Comunicare la sesiunea de semiconductoare a I.F.B., 1961.

[2] Weinrich, G., Landau, I. D., Anastasiu, S., Constantinescu, M. şi Chivăran, St. *Reglarea automată a vitezei motoarelor de c.c. comandate prin tiristoare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1—2, 1963.

[3] Damsker, D. *Semiconductorul cu patru straturi şi utilizarea lui în comutarea curenţilor tari.* În : Electrotehnica, 10, nr. 2—3, 1962, p. 87—93.

[4] Firdman, R. A. *Ghermanievie i kremnievie silovie ventili.* În : Elektrosviazi, nr. 11, 1961, p. 64—72.

[5] Bisson, D. K. şi Dyer, R. F. *A silicon controlled rectifier.* În : Commun. and electronics, 42, mai, 1959, p. 102—106.

[6] Kleinek, D. *Polovdikove spinaci a ridici vykonove pruky PNPN a PNPM.* În : Elektrotechniky obzor, 48, nr. 7, 1959, p. 367—372.

[7] * * * *Un variateur de vitesse a semiconducteurs.* În : Rev. gén. d'Électronique, 108, nov., 1961, p. 39—40.

[8] Frankenber, W. şi Schoreitz, R. Silizium Stromrichter in Einschubbauweise. În : Siemens Z. 36, nr. 4, 1962, p. 218—219.

[9] Kümmel, F. şi Reichmann, H. *Die neuen A.E.G. Semikonduktorantriebe.* În : *A.E.G.* Mitt. 52, nr. 3—4, 1962, p. 103—106.

[10] Fedotov. *Poluprovodnikovie pribori i ih primenenie.* În : Sovetskoe radio, 1961, p. 7—31.

[11] Jötten, R. *Stand der Entwicklung auf dem Gebiet der Stromrichter für Antriebe.* În : VDE Fachberichte, 21, 1960, p. I/70—I/82.

I. TEODORESCU şi I. LUCHIAN

Acceleratoarele de particule, surse de radiaţii ionizante utilizate în procesele industriale şi de control

Dezvoltarea tehnicii accelerării este rezultatul muncii unui număr mare de ingineri şi fizicieni care, în decurs de 40 de ani, au realizat mai mult de zece tipuri fundamentale de acceleratoare cu foarte multe variante, acoperind o gamă largă de particule, energii, intensităţi. Astfel au fost accelerate : electroni, protoni şi circa 10÷15 alte tipuri de ioni pozitivi şi negativi la energii de la 100 KeV la peste 30 GeV, obţinîndu-se intensităţi între 10^{-9} A şi 5 A.

În acest articol se descriu diferitele tipuri de acceleratoare şi principiile accelerării particulelor numai în măsura în care este necesar pentru a arăta folosirea avantajoasă a unora dintre acceleratoare într-un anumit domeniu industrial [1]. Se tratează, în special, utilizarea în procesele industriale şi de control a fasciculelor de particule procurate de acceleratoare.

Trebuie menţionat faptul că la început acceleratoarele de particule erau instrumente exclusiv ale fizicienilor, ele avînd un mare rol în dezvoltarea fizicii atomice şi nucleare. Astfel, studiul reacţiilor nucleare s-a putut dezvolta abia după realizarea acestor dispozitive în care particulele elementare au putut fi accelerate, la început, la energii comparabile cu cele ale particulelor rezultate din dezintegrarea elementelor radioactive şi apoi la energii considerabil mai mari decît acestea.

Prima reacţie nucleară provocată de particulele date de un accelerator a fost obţinută în anul 1932, prin bombardarea litiului cu protoni de 700 KeV.

$$_3Li^7 + {}_1H^1 \rightarrow 2{}_2He^4.$$

În anul 1933 s-au obţinut deuteroni de 3 MeV, şi în anul 1936, de 6,3 MeV. Din acest moment tehnica acceleratoarelor de particule a făcut progrese rapide, astfel că încă în timpul celui de-al doilea război mondial s-au efectuat primele radiografii industriale cu ajutorul razelor X furnizate de acceleratoarele de electroni de energii cuprinse între 1 şi 22 MeV.

După cel de-al doilea război mondial şi, în special, după anul 1950, a început o perioadă nouă în tehnica acceleratelor, de uitlizare largă a lor în multe ramuri industriale.

I. Particulele şi radiaţiile utilizate în procesele industriale şi de control

Procesele în care sînt utilizate radiaţiile pot fi împărţite în două mari categorii:

a. Procese care au loc sub acţiunea caracterului ionizant al radiaţiilor, şi care determină modificări în structura chimică a substanţei. Factorii utilizaţi în evaluarea acestor tipuri de procese sînt:

— doza de radiaţii necesară producerii efectului dorit;

— adîncimea de pătrundere efectivă a radiaţiei în produsul iradiat;

— eficienţa cu care radiaţia este absorbită (factorul de utilizare).

Unitatea de doză folosită este rad-ul. Ea corespunde la o absorbţie de 100 erg/g de material iradiat.

În cele ce urmează va interveni adesea şi o altă unitate care nu caracterizează însă doza absorbită, ci radiaţia, şi anume röntgenul (R). Aceasta reprezintă doza de radiaţie X sau γ a cărei emisie corpusculară asociată în 0,001293 g aer ar produce ioni purtînd sarcina de 1 u.e.s. de ambele semne, ceea ce corespunde unei energii de 83,8 ergi, disipată într-un gram de aer.

În tabela 1 sînt date eficienţele pentru unele procese care fac parte din această categorie. Un fascicul de electroni de 1 kW iradiază aproximativ 363 kg/h cu un Mrad dacă eficienţa este de 100% [1]. Cantitatea de material care poate fi iradiată în unitatea de timp, cu o putere dată, variază liniar cu eficienţa şi cu doza absorbită.

Tabela 1

Produs	Aplicaţie	Eficienţă tipică %
Cereale împachetate	dezinfectare	65
Grăunţe	dezinfectare	50
Hrană împachetată în cutii de tablă	sterilizare	60
Produse medicale	sterilizare	20—80
Film de polietilenă	polimerizare	90
Componenţi ai polietilenei	polimerizare	65

Radiaţiile folosite sînt, în special, electronii de energii mari, puternic ionizanţi şi uşor absorbiţi de substanţă. În figura 1 este dată distribuţia ionizării rezultată prin absorbţia electronilor funcţie de grosimea absorbantului.

Grosimea străbătută de electroni cu energie mai mare de un MeV este aproximativ proporţională cu energia electronilor şi scade cu greutatea specifică a materialului iradiat, după cum se vede în figura 2.

Se întrebuinţează, de asemenea, radiaţiile X puţin ionizante, dar foarte penetrante. Trebuie remarcat că atît energia electronilor, cît şi a radiaţiilor X, sînt limitate la 10 MeV. La energii mai mari decît această valoare, deci mai mari ca energia de legătură a neutronului, apare posibilitatea dezintegrării materialului iradiat şi a formării de radioelemente.

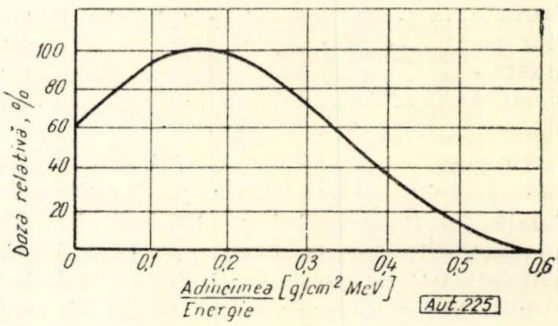


Fig. 1. Distribuţia ionizării rezultată prin absorbţia electronilor funcţie de grosimea absorbantului.

Pericolul devine important la energii cuprinse între 15 şi 25 MeV.

În acest tip de procese ionii nu sînt folosiţi decît în mică măsură. Deşi sînt puternic ionizanţi şi uşor absorbiţi de materie, ei prezintă marele dezavantaj al inducerii de activităţi secundare.

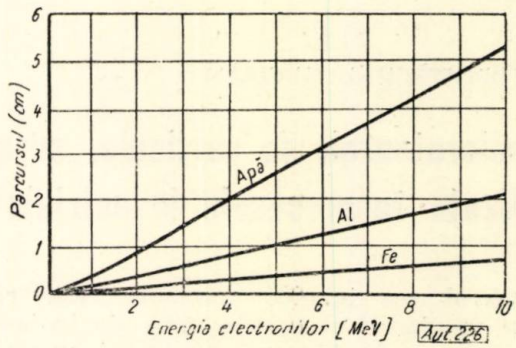


Fig. 2. Parcursul electronilor funcţie de energia lor şi de materialul iradiat.

b. Procese de control cu ajutorul radiaţiilor. În acest caz proprietăţile substanţei trebuie să rămînă neschimbate, însă ele trebuie să determine modificări ale parametrilor caracteristici ai radiaţiilor care străbat obiectul supus controlului. De data aceasta nu mai interesează caracteristicile de ionizare ale radiaţiilor ci, în special, penetrabilitatea lor.

Sînt utilizate radiaţiile X, foarte penetrante, şi sînt mai puţin utilizaţi neutronii, de asemenea penetranţi, dar care prezintă dificultăţi ceva mai mari în detectare.

Principalele procese care formează această categorie sînt radiografiile industriale.

II. Obținerea radiațiilor utilizate în scopuri industriale

Pentru obținerea acestor radiații se folosesc trei clase mari de instalații:

— reactoarele nucleare; — sursele de izotopi radioactivi; — acceleratoarele de particule.

Reactoarele nucleare dau un flux de neutroni foarte puternic—de ordinul 10^{14} $n/cm^2 s$ — dar posibilitățile de utilizare în procesele industriale și de control sînt minime, datorită costului ridicat al construcției, precum și datorită dificultăților legate de manipulare.

Sursele de izotopi radioactivi au fost utilizate pe scară largă într-o serie de procese industriale, fiind utilizate și în prezent, deși sînt net depășite de acceleratoarele de particule. Dintre sursele mai des utilizate amintim izotopul radioactiv cobalt 60 care emite radiații γ de 1,17 și 1,33 MeV, precum și sursele de neutroni Ra-Be și Po-Be în care particulele α emise spontan de radiu, respectiv, poloniu, bombardează beriliul și produc neutroni după relația: ${}_4Be^9(\alpha, n)_6C^{12}$.

Neutronii obținuți au energii cuprinse între 1 și 10 MeV și sînt însoțiți întotdeauna și de radiații γ. Activitatea γ este ceva mai redusă la sursa Po-Be.

Fluxul de neutroni produs de aceste surse este cu cîteva ordine de mărime inferior fluxului de neutroni obținut cu ajutorul reactoarelor și acceleratoarelor.

Alte dezavantaje ale surselor de izotopi sînt următoarele:

— radioactivitatea sursei de izotopi scade continuu datorită dezintegrării naturale, fiind necesare reajustări ale dozei;

— radiația este emisă de sursă în toate direcțiile, fiind dificil de folosit întreaga ei eficiență;

— există dificultăți mari în transportul și manipularea surselor mari radioactive și acestea se repetă de cîte ori sursa este reînnoită;

— radiația este continuu emisă de sursa de izotopi și nu poate fi oprită. Aceasta necesită măsuri suplimentare în proiectarea ecranelor de protecție;

— sursele de izotopi sînt limitate în ceea ce privește posibilitățile de variație a caracteristicilor radiațiilor emise.

Costul unei surse de cobalt 60, care să producă efecte identice cu un accelerator liniar, întrece aproape de cinci ori costul acestuia și, admițînd chiar o micșorare a prețului cobaltului 60 în următorii ani, costul va fi mai mult decît dublul celui al acceleratorului.

Toate aceste inconveniente au făcut să crească posibilitățile de înlocuire a surselor de izotopi în procesele industriale și de control, acceleratoarele de particule fiind singurele aparate adaptabile din toate punctele de vedere acestui scop.

Acceleratoarele de particule cele mai utilizate sînt: betatronul, acceleratorul direct și acceleratorul liniar.

Betatronul este un accelerator de inducție ciclic pentru electroni. Cîmpul magnetic variabil în timp accelerează și ghidează electronii. Deși a permis obținerea de particule cu energii de 300 MeV, prezintă mari dificultăți legate de pierderea energiei prin radiație în timpul procesului de accelerare și de intensitatea mică a fasciculului pulsat care se obține [3]. În prezent, betatroane de 15—35 MeV, furnizînd doze-debit de ordinul a 100 R/min, sînt utilizate în procese de control. În construcții particulare se pot atinge și doze mai mari.

Acceleratorul direct este format dintr-un tub de accelerare de-a lungul căruia este aplicată întreaga tensiune de accelerare. Tubul poate avea electrozi intermediari pentru omogenizarea cîmpului, dar în ultima instanță valoarea tensiunii este limitată de dimensiunile electrozilor. De aceea, acceleratoarele directe sînt utilizate pentru obținerea de particule cu energii cuprinse între 0,5 și 5,5 MeV. Sînt accelerate particule pozitive sau negative, iar diametrul fasciculului focalizat este de 1—2 mm. Curentul fasciculului de electroni poate ajunge la cîțiva miliamperi, iar radiațiile X, produse în urma bombardării unor ținte grele (aur și tungsten) cu electroni de energie mare, pot furniza doze-debit mari.

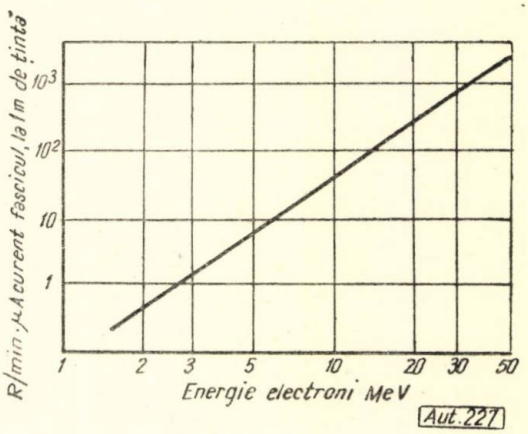


Fig. 3. Producția de raze X de la o țintă de metal greu funcție de energia electronilor incidenți.

Expresia care exprimă debitul dozei D al radiației X la un metru de ținta bombardată cu electroni de energie W (MeV) este de forma [4]: $D = KW^n$ [R/min μA],
unde K este o constantă ce depinde de materialul țintei, iar indicele n pentru o țintă de plumb are valoarea 2,8. Această dependență arătată în diagrama din figura 3, aproximează destul de bine rezultatele obținute experimental. Se vede, că acceleratoarele directe permit ușor obținerea unor doze-debit de 5 000 R/min.

Energia maximă a radiațiilor X obținută este egală cu energia maximă a electronilor bombardanți, iar energia la vîrful distribuției spectrale este aproximativ jumătate din energia maximă, depinzînd totuși de grosimea țintei, de absorbantul interpus, ca și de energia electronilor.

Ionii pozitivi furnizați de acceleratoarele directe sînt mai puțin utilizați în procesele industriale, servind, în special, pentru producerea de neutroni monoenergetici prin bombardarea țintelor de greutate atomică mică. Se obțin fluxuri de 10^7—10^9 neutroni/cm^{2}s [5]. Aceste dispozitive sînt denumite generatoare de neutroni de joasă tensiune.

În figura 4 este dat numărul de neutroni/μCb în funcție de energia ionilor incidenți, pentru diferite ținte.

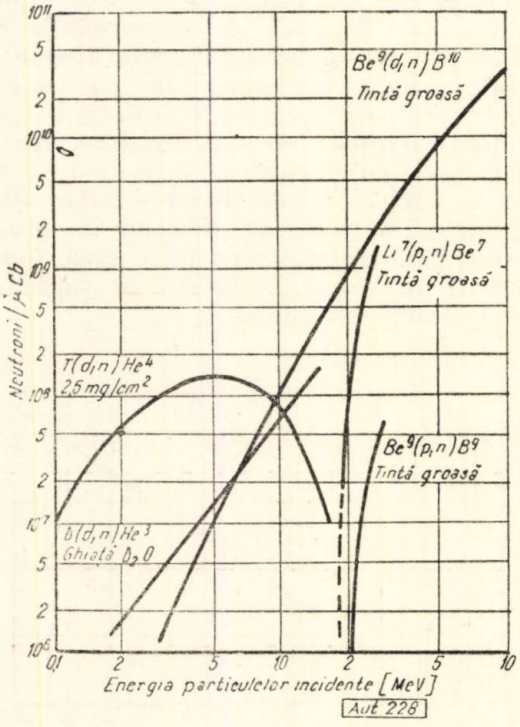


Fig. 4. Producția de neutroni funcție de energia ionilor incidenți pentru diferite ținte.

Distribuția spațială a neutronilor produși de țintă este, în general, izotropă devenind mai pronunțată în direcția înainte o dată cu creșterea energiei particulelor incidente.

În prezent s-au construit noi variante de acceleratoare directe de putere mare care produc particule de cost redus. Utilizează puteri de 10—100 kW dînd electroni de energie pînă la 3 MeV și curenți mai mari de 10 mA.

În tabela 2 este dată o echivalență a acceleratorului direct Van de Graaff cu sursele de izotopi.

Acceleratorul liniar se bazează pe accelerarea rezonantă a particulelor și este unul din

Tabela 2

Accelerator Van de Graaff ca sursă de neutroni	500—50 000 Cu*	de Ra-Be
Accelerator Van de Graaff ca sursă de radiații X	100—40 000 Cu	de Co 60
Accelerator Van de Graaff ca sursă de radiații ionizante (electroni)	17 500—210 000 Cu	de Co 60

* Activitatea de 1 Cu reprezintă $3{,}7 \times 10^{10}$ dezintegrări/s și este echivalentă cu activitatea unui gram de radiu.

cele mai utile și universale instrumente, avînd o foarte largă întrebuințare în procesele industriale. Acceleratorul de electroni cu undă progresivă permite obținerea de energii de ordinul GeV-ilor**, lucrează la o frecvență în jur de 300—0 MHz, fiind pulsat cu 1—5 μs la un factor de umplere de 1/500—1/2000. Pulsul de curent la energii de ordinul MeV-ilor ajunge, în cazuri speciale, la 5 A, randamentul energetic fiind superior tuturor tipurilor de acceleratoare. Acceleratorul liniar este singura instalație care oferă posibilitatea obținerii particulelor de energii mari la o intensitate medie a curentului de fascicul de ordinul miliamperilor. Dozele-debit ale radiațiilor X produse au valori foarte importante, fiind superioare celor obținute cu acceleratoarele directe, ceea ce se întîmplă, de altfel, și cu fluxul de neutroni obținuți.

În mod ilustrativ sînt date mai jos performanțele unui accelerator liniar, unul din modelele utilizate pe scară largă în procesele industriale [7], [8]:

— energia electronilor 4,3 MeV;
— puterea fasciculului electronic la 500 puls/s 850 W;
— curentul de electroni în timpul pulsului 240 mA;
— curentul de electroni mediu 200 μA;
— durata pulsului 1,65 μs;
— diametrul secțiunii transversale a fasciculului la ieșire, cuprinzînd 90% din intensitatea totală 1 cm.

După cum rezultă din figura 3, debitul dozei X la 1 m este de aproximativ 700 R/min.

Fluxul de neutroni produși de o țintă Pt-Be este de 8×10^{12} neutroni/s în impuls și $6{,}6 \times 10^9$ neutroni/s mediu.

Se vede că, chiar cu acest accelerator, relativ mic, se obțin fluxuri de neutroni în impuls comparabile cu cele furnizate de reactoarele nucleare.

Producția de neutroni de la o țintă de uraniu 238 în funcție de energia electronilor incidenți este dată în figura 5.

Se pot obține deci fluxuri medii de $2{,}5 \times 10^{12}$ neutroni/s, ceea ce echivalează cu obți-

** 1 GeV = 10^9 eV.

nerea unor fluxuri de aproximativ 10^{15} neutroni/s în impuls.

În ceea ce priveşte doza de radiaţii X, aceasta, la un accelerator de 16 MeV şi un curent mediu de 50 μA are o valoare de 5 000

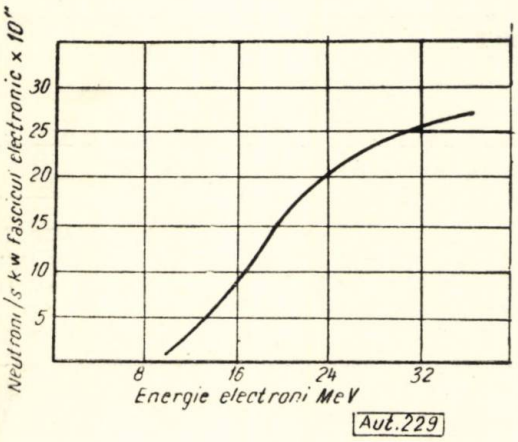


Fig. 5. Producţia de neutroni de la o ţintă de U 238 funcţie de energia electronilor incidenţi.

R/min. Evident că această doză poate fi mărită prin mărirea corespunzătoare a curentului de fascicul mediu sau prin creşterea energiei.

Utilizînd fasciculul direct de electroni, acceleratorul liniar poate da o doză-debit de 3×10^{13} R/h. Chiar ţinînd seamă că este dat în pulsuri şi că fasciculul are o deschidere foarte mică, totuşi se obţin performanţe superioare celor care se obţin în cazul utilizării barelor de combustibil nuclear.

III. Acceleratoarele ca surse de radiaţii ionizante

a. *În procese chimice de sinteză sau polimerizare*

Utilizarea radiaţiilor în chimie a luat o mare amploare datorită posibilităţilor de a obţine substanţe chimice de calităţi mult îmbunătăţite prin metode mai simple şi ieftine. Într-o serie întreagă de reacţii, radiaţiile au înlocuit catalizatorii de altă natură, oferind mari avantaje:

— viteze convenabile de reacţie la temperaturi joase, depinzînd de intensitatea fasciculului de radiaţie I [9];

în mediu omogen, viteza de reacţie $V_R \sim I^{1/2}$;

în mediu ce provoacă precipitaţii $V_R \sim I^{\alpha}$ $(0{,}5 < \alpha < 1)$; pentru intensităţi foarte mari viteza de reacţie nu mai depinde de intensitatea fasciculului:

— reacţie controlată fără pericol de explozie;

— puritate mare a substanţei obţinute, ceea ce duce la o rezistenţă mai mare la degradare termică şi îmbătrînire;

— structură ramificată a macromoleculelor.

În chimia organică radiaţiile sînt folosite pe scară largă, în special, în reacţiile de polimerizare care necesită doze de 5-100 Mrad. Tabela 3 cuprinde vitezele de polimerizare ale diferiţilor monomeri la o temperatură de 20°C şi o doză debit a radiaţiei de 1 000 R/min.

Tabela 3

Monomerul	Conversiune pe oră, %
Butadienă	0,01
Stiren	0,2
Metacrilat de metil	4,0
Nitrilacrilic	9,5
Clorură de vinil	15,0
Acrilat de vinil	18,0
Acetat de vinil	27,0

O mare utilitate o au radiaţiile în obţinerea cauciucului sintetic prin polimerizarea cloroprenului. Gradul de polimerizare al acestuia este direct proporţional cu doza de iradiere. S-au utilizat la început surse de cobalt 60, apoi locul lor a fost luat de acceleratoarele liniare. Pentru această reacţie nu este necesară încălzirea sau agenţii chimici de vulcanizare. Antioxidanţii şi alţi aditivi sînt desigur introduşi pentru îmbunătăţirea proprietăţilor fizice. Se obţine astfel un cauciuc cu calităţi deosebite.

Radiaţiile au influenţă şi asupra cauciucului natural care se vulcanizează astfel mai rapid, mai ieftin şi cu rezultate mai bune [10], [11].

Prin iradierea polimerilor se pot obţine modificări importante ale proprietăţilor acestora. Astfel prin iradierea polietilenei cu doze de 10 pînă la 20 Mrad se obţine creşterea rezistenţei la acizi, reducerea fluajului la rece şi o creştere a temperaturii de înmuiere şi topire, polietilena rămînînd ca un cauciuc solid pînă la 350°C, care nu se mai poate presa. Dacă doza este mult mai mică, posibilitatea de presare rămîne, iar materialul e ameliorat din punct de vedere al fragilităţii. În aceste procese chimice rezultatele obţinute în cazul folosirii acceleratoarelor directe cu doze debit de 10^7 R/s ca şi în cazul folosirii surselor de izotopi cu doze debit $10^3 R$/s, nu indică o dependenţă de doza-debit. Se pare că în cazul acceleratoarelor liniare care dau doze-debit mai mari decît 10^{10} R/s, rezultatele depind şi de doza-debit.

În tabela 4 sînt date o serie de procese chimice care se petrec sub influenţa radiaţiilor, fiind indicate şi dozele necesare.

Un factor important care caracterizează reacţiile produse sub influenţa radiaţiilor este factorul de utilizare a energiei radiante, G. El reprezintă numărul de molecule produse într-o reacţie dată pentru fiecare 100 eV de energie a radiaţiilor absorbită.

Tabela 4

Proces	Reactant	Doză Mrad	Observaţii
Polimerizare	Clorură de vinil	0,4	Creşte temperatura de topire, densitatea, rezistenţa la solvenţi. Doza totală şi condiţiile de reacţie sînt transformate prin utilizarea catalizatorilor proprii. Aceste procese depind de doza-debit
	Acrilat de metil	0,5	
	Acrilonitril	0,8	
	Metacrilat de metil	1,8	
	Stiren	11	
	Metilstiren	38	
	Etilenă	32	
	Izobutilenă	5	Nu depinde de doza-debit
	Poliolefine	6	Îmbunătăţirea rezistenţei şi a rezistenţei la căldură. Proprietăţile produselor sînt superioare datorită temperaturilor joase şi lipsei reziduurilor de catalizatori
	Policlorură de vinil	5	
	Poliester	4	
	Cauciuc	10	
	Siliconi	2	

Astfel, G_γ $(A) = 2$ arată că într-o reacţie produsă sub influenţa radiaţiilor γ, două molecule A sînt produse pentru fiecare 100 eV de energie absorbită.

În tabela 5 sînt date valorile lui G pentru o serie de procese.

Tabela 5

Proces	Reactant	Produs final	Catalizator	G
Oxidare	ciclohexan	aldehide	CCl_4; aer	2,6
	izobutilen	eteri	CCl_4; aer	2,6
	benzen	fenoli	200°C 20 ata oxigen	mare
	metanol	etilen-glicol	—	3,6
Halogenare	hidrocarburi	hidrazină	O_2	55
	benzen	hexaclorură de benzen	—	500 000
Adiţie	amoniu	hidrazină	−77°C	2,4
	parafină	sulfonaţi	SO_2, O_2	5 000
Dehidrogenare	metan	acetilenă	—	6
Izomerizare	hidrocarburi din petrol	combustibil cu cifră octanică mare	temperaturi joase	200

b. *În procese chimice cu efect antibiotic*

Alterarea alimentelor are loc datorită celor doi factori: bacterii şi reacţii biochimice. Bacteriile se distrug la doze de 2-5 Mrad, dar au loc schimbări de gust şi miros neplăcut. Reacţiile biochimice sînt inhibate la doze şi mai mari, aşa că pînă în prezent nici nu s-a pus problema împiedicării lor prin iradiere [12]. Utilizînd doze de 0,2 Mrad, deşi nu se obţine o sterilizare completă, se prelungeşte totuşi de 5÷10 ori timpul de păstrare a unei varietăţi foarte largi de alimente.

Carnea de porc este iradiată cu doze de 0,03 Mrad pentru distrugerea trichinei. Pentru deparazitarea altor produse se întrebuinţează doze de 0,005 ÷ 0,04 Mrad.

Produsele farmaceutice sînt sterilizate cu ajutorul unor doze de 2 ÷ 5 Mrad, reducîndu-se de 10^{12} ori posibilitatea existenţei unui organism viu în medicamente. Aceste doze sînt uneori limitate de caracteristicile materialului iradiat. Astfel, pentru sterilizarea catgutului se întrebuinţează o doză de 2,5 Mrad, doză mai mare cu 40% decît doza care distruge chiar cele mai rezistente bacterii. La doze de 5 Mrad catgutul devine inferior catgutului sterilizat la înaltă temperatură.

În privinţa ustensilelor medicale utilizarea radiaţiilor oferă un mare avantaj, şi anume posibilitatea sterilizării lor, ele fiind deja ambalate.

În tabela 6 sînt date o serie de instalaţii acceleratoare utilizate larg ca surse industriale de radiaţii ionizante, precum şi operaţiile la care sînt întrebuinţate [2], [13], [14].

Tabela 7 conţine procesele în care este utilizat un accelerator liniar de 5 MeV şi 5 kW, dozele de iradiere şi capacitatea orară.

Necesitatea obţinerii unor doze absorbite cît mai uniform, precum şi necesităţile legate de creşterea eficienţei de absorbţie a radiaţiilor a dus la iradierea unor obiecte din două părţi sau chiar circular. Absorbţia diferenţiată a electronilor cu adîncimea limitează eficienţa, în cazul iradierii dintr-o parte, la aproximativ 50%. În cazul iradierii din două părţi eficienţa este de 60—70%.

În tabela 8 este dată adîncimea materialului de densitate unitară care poate fi tratat cu o doză convenabil de uniformă (doza minimă reprezintă 60% din doza maximă) de electroni monoenergetici.

Tabela 6

Accelerator	Energie, MeV	Putere fasciculul electronic, kW	Proces
Liniar	7	3	sterilizare catgut
Liniar	3	6	conservare hrană, sterilizare medicamente, vulcanizare cauciuc, tratare materiale plastice
Liniar	4	0,85	conservare hrană, sterilizare medicamente, vulcanizare cauciuc, tratare materiale plastice.
Van de Graaff	2	1	sterilizare medicamente,
Van de Graaff	2	0,5	sterilizarea medicamentelor
Van de Graaff	1	5	polimerizarea materialelor plastice
Transformator rezonant	1	4	polimerizarea materialelor plastice

Tabela

Procesul	Doza, Mrad	Capacitate orară
Prevenirea germinării cartofilor	0,01	90 t
Dezinfectarea grăunţelor	0,05	28 t
Conservarea hranei	0,05	16 t
	0,5	1,8 t 800 kg (ambalată)
Sterilizarea medicamentelor	2	50 kg (în fiole) 320 kg
Vulcanizarea cauciucului	5	100 kg 65 kg (în tipar)
Tratarea materialelor plastice	25	20 kg (în tipar)

Tabela 8

Energia electronilor, MeV	Adîncimea materialului cu densitatea 1 care primeşte mai mult de 60% din doza maximă, cm	
	iradiere dintr-o parte	iradiere din două părţi
0,5	0,15	0,35
1,0	0,30	0,70
2,0	0,70	1,70
3,0	1,10	2,60
5,0	1,80	4,40
10,0	3,70	8,70
15,0	5,50	13,00

Dubla expunere poate fi realizată fie prin iradierea succesivă a ambelor părţi ale materialului (de exemplu în cazul materialelor ambalate în cutii şi care pot fi uşor întoarse), fie prin iradierea simultană prin inversia fasciculului reflectat în prealabil într-un deflector electrostatic sau magnetic.

În cazul iradierii fluidelor în curgere deflectorul este în planul tubului de curgere, astfel că fluidul poate fi supus iradierii pe o distanţă pînă la 70 cm. Doza va fi răspîndită uniform fără a cere o micşorare a vitezei fluidului.

De multe ori eficienţa tratamentului depinde de o distribuţie cît mai uniformă a dozei, realizabilă prin intercalarea unui filtru între raze şi produs. În acest fel poate fi mărită mult eficienţa tratamentului.

IV. Acceleratoarele ca surse de radiaţii penetrante

În ultimii ani, acceleratoarele de particule, în special acceleratoarele liniare, şi-au găsit o largă utilizare ca sursă de radiaţii penetrante în domeniul radiografiilor industriale.

Radiaţiile utilizate sînt razele *X* de mare energie şi neutronii, care se obţin în modul arătat.

Radiografii cu raze X [2].

Pentru a avea radiografii cît mai clare, ceea ce este echivalent cu obţinerea unui contrast cît mai mare, va trebui desigur să fie limitată grosimea materialului de cercetat. Aceasta depinde şi de energia electronilor accelerați, ca şi de dimensiunile transversale ale fasciculului.

În afara acestor caracteristici ale fasciculului de electroni, o mare importanţă o are ţinta producătoare de radiaţii X. Eficienţa transformării electronilor în raze X creşte cu numărul de ordine al materialului ţintei şi cu energia electronilor.Folosirea ţintelor grele şi a acceleratoarelor cu energie mare este deci avantajoasă.

Intensitatea radiaţiilor în direcţia înainte este independentă de numărul de ordine al materialului ţintei — Z, dar la ţintele grele lărgimea fasciculului este mai mare, ceea ce permite radiografierea unor obiecte de dimensiuni mai mari. Lărgimea fasciculului este dependentă şi de energie, şi anume măsurată la semiînălţimea distribuţiei unghiulare este invers proporţională cu rădăcina pătrată a energiei electronilor incidenţi, după cum se vede în figura 6 [4].

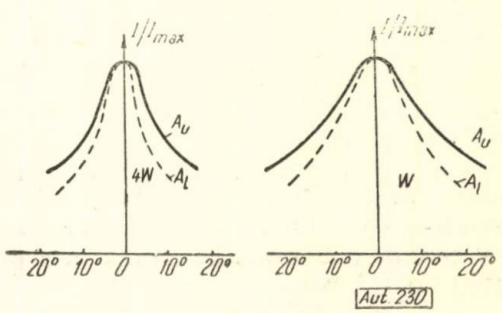


Fig. 6. Distribuţia intensităţii radiaţiilor X funcţie de energia electronilor incidenţi şi de numărul de ordine al materialului ţintei.

În figura 7 este arătată dependenţa intensităţii razelor X de energia electronilor incidenţi. Rezultatele experimentale au fost obţinute cu aur, tungsten şi ţinte similare de metale grele.

Cu cît energia electronilor creşte, distribuţia razelor X devine mai pronunţată în direcţia înainte. În unele tipuri de radiografii panoramice se întrebuinţează expunerea laterală. Această tehnică poate fi însă aplicată numai la energii mici ale razelor X, unde intensitatea radiaţiilor este destul de mare şi în direcţia laterală în raport cu direcţia înainte. O dată cu creşterea energiei incidente există şi o tendinţă de descreştere a energiei radiaţiilor X cu unghiul, comparativ cu direcţia înainte, însă diminuarea în energie este relativ mică.

În general însă, pentru radiografiile industriale şi, în special, pentru cele care necesită radiaţii X de energie mare, sînt folosite numai radiaţiile X obţinute în direcţia înainte.

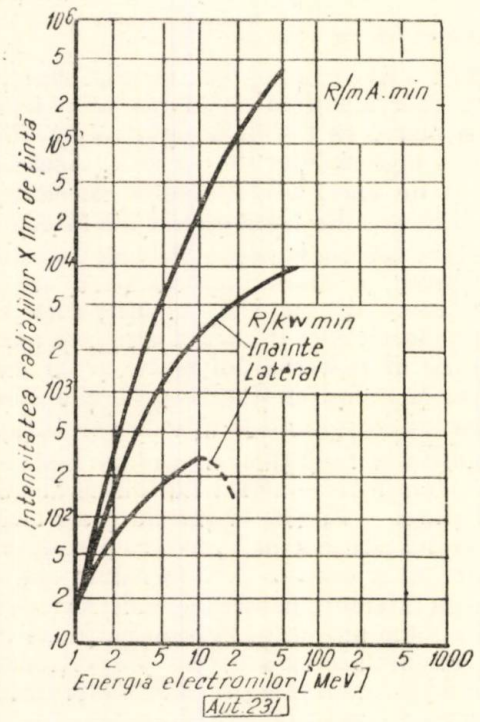


Fig. 7. Dependenţa intensităţii radiaţiilor X de energia electronilor incidenţi.

Razele X dau un timp scurt de expunere, iar spotul extrem de mic dă cele mai înalte posibilităţi de definire.

În figura 8 este dat timpul de expunere în secunde în funcţie de grosimea oţelului de radiografiat, valabil pentru un accelerator liniar de 4 MeV care dă 600 R/min la un metru şi pentru distanţa de 1,5, respectiv 2,4, între material şi film.

Acceleratorul liniar prezintă avantaje faţă de celelalte surse de radiaţii datorită intensităţii mari a fasciculului pe care-l poate furniza, precum şi datorită energiilor mari.

Diametrul fasciculului obţinut este de ordinul a 10 mm, dar se poate reduce cu ajutorul lentilelor magnetice sub un milimetru.

În figura 9 este dat procentajul electronilor din fascicul care cad pe ţintă în interiorul unui cerc cu diametrul d.

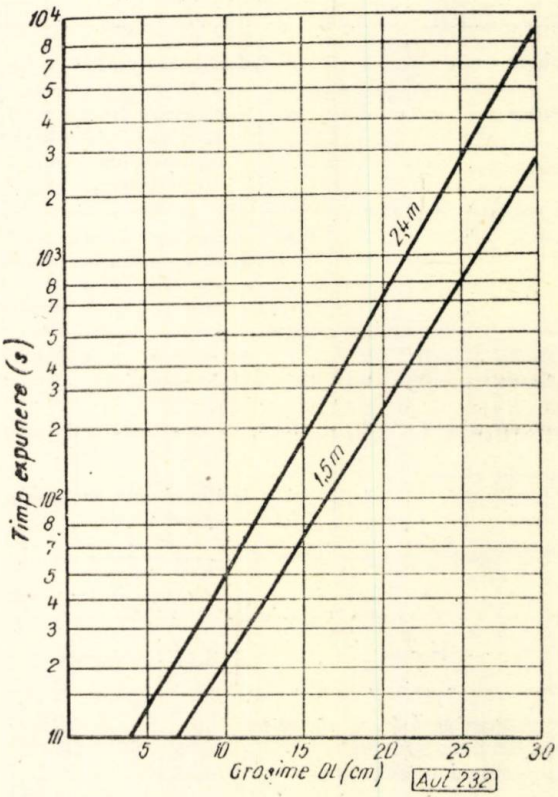


Fig. 8. Timpul de expunere (secunde) funcţie de grosimea oţelului de radiografiat, valabil pentru un accelerator liniar de 4 MeV, care dă 600 R/min la un metru de ţintă şi pentru distanţe focale ale filmului de 1,5 şi 2,4 m.

Din acest punct de vedere este avantajos betatronul care la energii de 31 MeV furnizează un

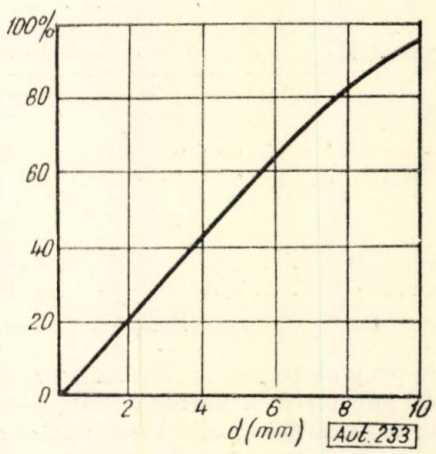


Fig. 9. Procentajul electronilor din fasciculul care cad pe ţintă în interiorul unui cerc cu diametrul d.

spot cu dimensiuni transversale de 0,1 x 0,3 mm², iar la 15 MeV, 0,1 × 0,2 mm². În schimb, intensitatea fasciculului şi în aceeaşi măsură şi a

debitului dozei obţinute, sînt mai mici de circa 500—1 000 ori. În tabela 9 şi în figura 10 sînt trecute cîteva date comparative ale timpului de expunere funcţie de grosimea piesei iradiate pentru diferite surse de radiaţii [12], [14].

Tabela 9

Grosimea piesei	Timp de expunere		
	Co 60 (1 Cu)	accelerator 4 MeV (300 R/min)	betatron 15 MeV
10 cm	18 h	5 s	30 s
20 cm	300 h	80 s	240 s
30 cm	∞	1 200 s	1 800 s

Proiectarea optimă a acceleratoarelor liniare este dată de distanţa de înjumătăţire pentru radiaţiile X (distanţa parcursă în metal pe care

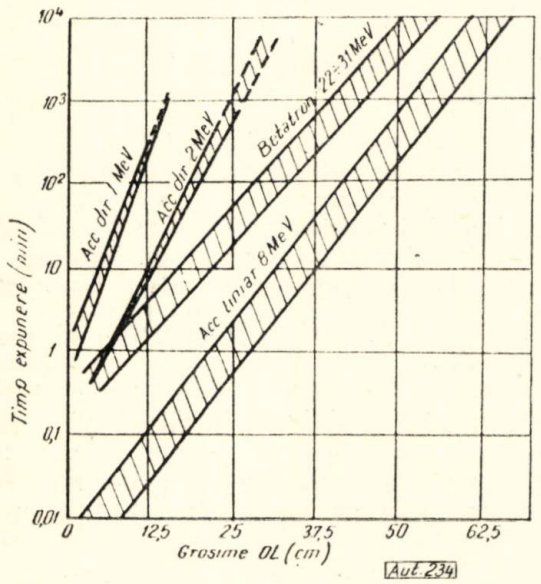


Fig. 10. Timpul necesar radiografierii pieselor de oţel cu acceleratoare de diferite tipuri.

intensitatea radiaţiilor X se reduce la jumătate), ca şi de dozele de care este influenţat filmul

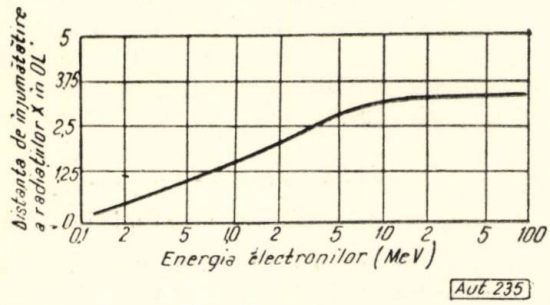


Fig. 11. Parcursul de înjumătăţire a intensităţii radiaţiilor X în oţel funcţie de energia electronilor incidenţi.

folosit şi de timpul de expunere impus de necesităţile procesului de producţie (fig. 11).

Instalaţiile întrebuinţate pentru radiografii industriale sînt:

acceleratoarele Van de Graaff în gama 1 — 3 MeV; acceleratoarele liniare în gama 3—15 MeV şi betatroanele în gama 15—30 MeV.

În tabela 10 sînt date cîteva din instalaţiile folosite [14].

Tabela 10

Van de Graaff		Acceleratoare liniare de electroni				Unitatea de măsură	Mărimea
1,5	3	3	5	7	9	MeV	energia fasciculului
1,67	1	2	1	0,6	0,33	mA	curent mediu
2,5	3	6	5	4,2	3	kW	puterea medie a fasciculului electronic

Una dintre cele mai mari unităţi întrebuinţate în prezent este un accelerator liniar de 8 MeV care produce 6 000 R/min la 1 m distanţă de ţinta bombardată de un fascicul cu diametrul de 5 mm. Pentru radiografii de mare claritate diametrul spotului este reductibil la 1 mm.

Cu aceste acceleratoare, 28 cm OL se radiografiază într-un minut, iar 40 cm în 18 min, dacă distanţa dintre film şi piesă este de 1,8 m.

Adăugarea unui magnet rotativ pentru deflecţia razelor pe o ţintă circulară face posibilă radiografierea sudurilor circulare în tancurile cilindrice şi conductele mari.

S-au proiectat de asemenea instalaţii pentru radiografierea fuzeelor solide de propulsare ale rachetelor, avînd o grosime de pînă la 2,5 m.

Acceleratoarele liniare de electroni sînt aparate flexibile putînd furniza pachete succesive de radiaţii de diferite durate şi cu orice interval de timp predeterminat între ele. Astfel pot fi produse pulsuri controlabile de 0,1 μs, care sînt utilizate pentru radiografii fulger. Una din aceste instalaţii este un accelerator liniar de 42 MeV care dă 10 pulsuri/s, în cadrul fiecărui puls fiind cuprinse 10 pulsuri a 0,3 μs. Fiecare din acestea produce 1 R, suficient pentru radiografierea unui strat de OL de cîţiva centimetri grosime.

Acceleratoarele pulsate şi-au găsit largi aplicaţii şi în radiografiile stroboscopice prin sincronizarea pulsaţiilor cu obiectul în mişcare care trebuie studiat. Dînd o mică alunecare a fazei radiaţiei în raport cu faza mişcării periodice, se poate studia orice fază a acesteia. Pot fi observate mişcări periodice cu repetiţie pînă la 30 000/min [15].

Trebuie arătat că, deşi ca performanţe betatroanele sînt inferioare acceleratoarelor liniare, datorită în special dozelor-debit mici pe care le dau, totuşi în Europa sînt încă utilizate pe scară largă, găsindu-şi aplicaţii şi în domeniul radiografiilor stroboscopice.

De asemenea deflectarea alternativă pe două ţinte a fasciculului intens obţinut de la un accelerator liniar a permis obţinerea a două surse de raze X, care au localizat în spaţiu defectele interne ale metalelor, realizînd astfel o radiografie stereoscopică.

b. Radiografii cu neutroni

Coeficientul de absorbţie al neutronilor nu creşte cu numărul de masă al materialului absorbant, spre deosebire de coeficientul de absorbţie al razelor X. Multe elemente uşoare (hidrogen, litiu, bor) absorb neutronii puternic, în timp ce altele grele (Pb, Bi, U), mult mai puţin.

La energii ale neutronilor mai mari de 1 KeV, diferenţa dintre coeficienţii de absorbţie ai diferitelor elemente se micşorează. De aceea neutronii rapizi obţinuţi de la acceleratoare sînt ulterior încetiniţi.

Utilizînd surse care dau peste 10^5 neutroni/cm^2 s (reactoare şi acceleratoare) sînt posibile radiografii rapide şi clare, chiar cu pierderea de intensitate datorită moderării şi colimării.

Nu se utilizează filme, ci materiale care sub bombardamentul cu neutroni emit radiaţii mai eficiente decît bombardamentul neutronic asupra filmului însuşi, şi anume radiaţii γ emise de Cd şi Gd sau α emise de B şi Li.

S-au făcut radiografii ale pieselor de lemn de 1,5 cm în 15 min. De asemenea, se întrebuinţează radiografia cu neutroni în studiul materialelor speciale în care absorbţia de neutroni este exagerată datorită componentelor existente, care pot fi puse astfel în evidenţă.

Concluzii

Radiaţiile ionizante, în particular electroni cu energie între 1 şi 10 MeV, aplicate în doze corespunzătoare, determină procese chimice sau biochimice, controlate, care pot fi folosite pe scară industrială, înlocuind unele procedee tehnologice sau creînd procedee tehnologice noi, cu largi perspective de viitor. Folosirea radiaţiilor X penetrante sau a neutronilor a permis elaborarea unor procedee de control nedistructiv, de mare eficacitate în unele cazuri particulare.

Aplicarea extensivă a acestor metode este condiţionată de posibilitatea de a dispune de surse de radiaţii de mare intensitate, rentabile, uşor maniabile, cu exploatare lesnicioasă şi care să nu necesite dispozitive de protecţie biologică ancombrantă şi costisitoare. Sursele de izotopi radioactivi şi reactoarele nucleare satisfac doar în parte aceste cerinţe.

Singurele dispozitive de acest fel, care pot satisface toate cerinţele arătate, s-au dovedit a fi acceleratoarele de particule, şi anume acele tipuri care, furnizînd particule de energie medie (1 ÷ 20 MeV), pot oferi indici economici de investiţie şi exploatare, care să le facă compatibile cu folosirea industrială:

— Acceleratoarele directe de electroni de 1-4 MeV, pentru producerea de electroni şi raze X.

— Acceleratoarele directe de ioni de 150 — 300 KeV pentru producerea de neutroni rapizi de 14 MeV.

— Acceleratoarele liniare de electroni cu undă progresivă, pentru producerea de electroni (1-4 MeV), pentru producerea de raze X (4-30 MeV) sau pentru producerea de neutroni (10-20 MeV).

— Betatroane de 15-35 MeV, pentru raze X sau neutroni.

Folosirea lor este justificată ori de cîte ori este nevoie de cîmpuri de radiaţii cu debit al dozei foarte mare, sau cînd sînt impuse anumite condiţii particulare (flux de radiaţii dirijat, fascicul pulsat etc.).

Procesele pentru care folosirea radiaţiilor obţinute de la acceleratoare s-a dezvoltat îndeosebi sînt:

A. *Procese chimice, prin efectul ionizant al radiaţiilor*

1. Declanşarea reacţiilor chimice în industria polimerilor (dirijarea gradului de polimerizare, vulcanizare etc.).
2. Reacţii biologice cu efect antibiotic (sterilizare, inhibarea germinării, dezinfectare).
3. Reacţii biochimice cu efect terapeutic.

B. *Procese de control, prin efectul penetrant al radiaţiilor*

Eforturile depuse pentru creşterea eficienţei economice a acestor instalaţii au arătat că există pe deplin posibilitatea de a se realiza dispozitive cu randament deosebit de bun în contradicţie cu ideea răspîndită în urmă cu cîţiva ani că acceleratoarele pot transmite fasciculului accelerat doar o parte neînsemnată (maximum 1%) din energia consumată. Încă de pe acum, unele procese sînt realizate cu un preţ de cost mai redus decît prin metodele folosite anterior. Se poate deci considera că în viitorul apropiat vom asista la o dezvoltare impetuoasă a ritmului de cercetare şi fabricare în serie a acceleratoarelor de mare putere şi randament pentru industrie şi la aplicarea pe scară largă, în ramuri din ce în ce mai variate, a metodelor de prelucrare şi control cu radiaţii ionizante.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tinta, F. *Acceleratoare de particule.* În: Automatica şi Electronica, vol. 1, nr. 2, 1957, p. 71—78.
[2] Burill, E. A. *The scientific applications of particle accelerators to nondestructive testing.* În: Material research and standards, nr. 2, ian. 1962, p. 9—16.
[3] Haltrich, S. şi Leibovici, I. *Betatronul.* În: Automatica şi Electronica, vol. I, nr. 3, 1957, p. 119—129.
[4] Miller, C. W. *Industrial radiography and the linear accelerator.* În: Metro-Vickers gazette, vol. 25, nr. 12, 1954, p. 468—478.

[5] Gonser, V. şi Lücke, K. *High intensity neutron irradiation of metals.* În : Nucl. instrum. 1, nr. 11, 1961.

[6] Grecescu, M. *Acceleratoare liniare de electroni.* În : Automatica şi Electronica, vol. 2, nr. 1, 1958, p. 29—36.

[7] Chippendale, T. R. *Une installation à rayons X—4 MeV — pour l'examen des matériaux.* În : Rev. techn. Philips, nr. 10, 20 dec. 1962, p. 329—348.

[8] *Razrabotka promîşlennîh lineinîh uskoritelei.* În : Atomnaia Energhia, vol. 14, nr. 2, 1963, p. 224.

[9] Chapiro, A. În : *Ind. atomique*, nr. 6, 1957, p. 9—14.

[10] * * * *The radiation chemistry of organic substances.* În : Chemical reviews, nr. 56, 1956.

[11] * * * *Vulcanization of rubber with high energy gamma radiation.* În : Rubber age, nr. 77, 1955, p. 865.

[12] Laboutet, H. *Performances actuelles et possibilités offertes par les accélérateurs linéaires à électrons.* În : Bull. S.F.E. nr. 101, 1959, p. 265—276.

[13] Devery, D. *Electron linear accelerators for radiation processing.* În : Nucleonics, nr. 12, 1954, p. 40—41.

[14] * * * *Industrial processing applications of electronbeam radiation.* În : The Engineer, nr. 8, 15, 22, ian. 1960.

[15] Kelliher, M. G. *The electron linear accelerator as a pulsed radiation source.* În : I.R.E. Trans., N.S. 3, 3, 1956, p. 1—7.

E. ILIESCU

Înregistrarea separată a protonilor şi razelor γ într-un contor cu scintilaţie

Problema înregistrării separate a diferitelor particule într-un singur contor cu scintilaţie este de o importanţă foarte mare în spectrometria particulelor nucleare la energii mici. Într-un contor cu scintilaţie folosit în regim spectrometric obişnuit, particulele pot fi separate după energie, particule diferite avînd una şi aceeaşi energie neputînd fi deosebite unele de altele. În ultimii ani au apărut lucrări [1] în care a fost arătat faptul că atît scintilatorii organici, cît şi cei anorganici răspund în mod diferit la particule şi ionizări specifice diferite : constanta de dezexcitare a componentei de bază a scintilaţiilor τ depinde de felul particulei incidente.

Deoarece pentru un contor dat, forma pulsului de curent la ieşirea contorului depinde de

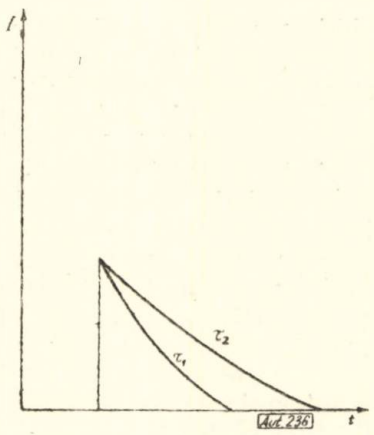


Fig. 1. Variaţia formei pulsului de curent la ieşirea unui contor cu scintilaţii în dependenţă de τ ($\tau_1 < \tau_2$).

constanta τ, pentru două particule cu ionizări specifice diferite, care dau la ieşirea contorului pulsuri de curent de amplitudini egale, se vor obţine forme de pulsuri diferite (fig. 1).

În cazul cristalelor de CsI(Tl), constanta de dezexcitare τ ia diferite valori pentru particule cu ionizări specifice diferite, aşa după cum se vede din tabela 1.

Tabela 1

Particule	Electroni	Protoni	Protoni	Particule α
Energia, MeV	0,66	8,6	2,6	4,8
$\frac{dE}{dx}$, keV. mg^{-1} cm^2	1,1	42,5	100	680
$\tau_{\mu s}$	0,7	0,6	0,52	0,43

Plecînd de la acest fapt au fost propuse scheme de separare electronică a particulelor după forma pulsurilor la ieşirea unui contor cu scintilaţie [2], [3]. Schema-bloc a unui contor cu cristal CsI(Tl) în regim spectrometric, folosind în ace-

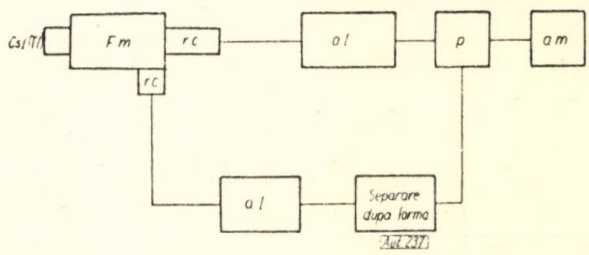


Fig. 2. Schema-bloc a instalaţiei.

laşi timp separarea particulelor după forma pulsurilor, se poate vedea din figura 2. Pulsurile integrate culese de pe anoda fotomultiplicatorului sînt transmise printr-un repetor catodic *rc* la un amplificator liniar *al*. După ce au fost amplificate, pulsurile trec printr-o poartă *p* la un analizor multicanal de amplitudine. Pe o a doua cale, pulsurile culese de pe ultima diodă cu un circuit cu o constantă RC mică (pentru

ca pulsul de tensiune obținut să reproducă cît mai fidel forma pulsului de curent) sînt transmise la un amplificator liniar de bandă largă, apoi la o schemă de separare, după formă, în care pulsurile respective, după ce au fost separate, pot fi transmise la comanda circuitului poartă p, pentru a permite sau a nu permite analiza în amplitudine a pulsurilor integrate.

În vederea înregistrării separate într-un contor cu cristale CsI(Tl) a protonilor și razelor γ, s-a construit o schemă de separare a pulsurilor după formă, avînd ca bază schema-bloc folosită de autorii lucrării [3] la separarea protonilor de particule α. Problema separării protonilor de raze γ se pune în mod deosebit în toate experiențele unde sînt de înregistrat fluxuri slabe de protoni pe un fond γ foarte ridicat.

Schema de separare după forma pulsului

Principiul care stă la baza schemei de separare este ilustrat cu ajutorul figurilor 3 și 4. Schema principială se poate vedea din figura 5.

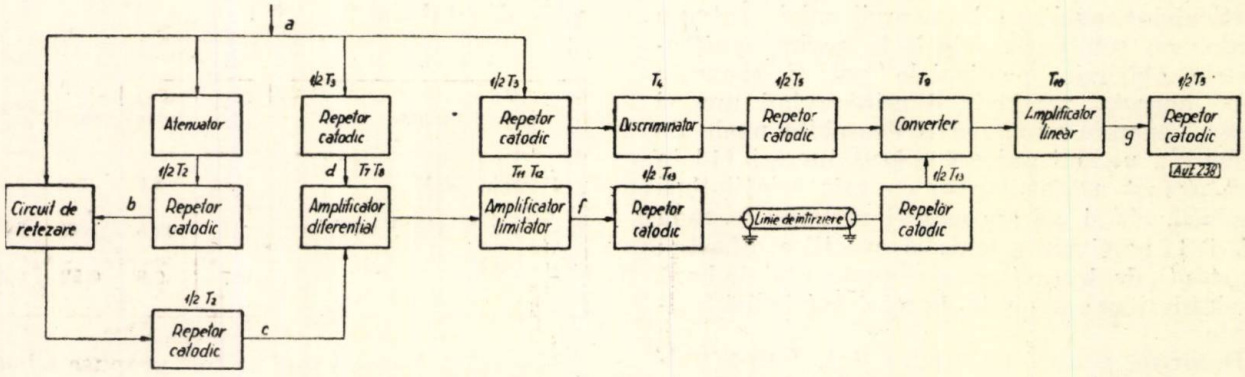


Fig. 3. Schema-bloc a dispozitivului de separare după formă.

Fiecărui puls care sosește la intrarea schemei i se măsoară lărgimea la un anumit nivel a amplitudinii sale cu ajutorul unui amplificator diferențial. Amplificatorul diferențial este realizat pe tuburile T_7 și T_8. La o intrare a amplificatorului diferențial este transmis pulsul cu amplitudinea sa totală (fig. 4, *a*). La cealaltă intrare a amplificatorului diferențial este transmis pulsul după ce a fost retezat la un anumit nivel (fig. 4, *c*). Retezarea pulsului este efectuată cu ajutorul diodelor T_1 și T_6 în felul următor. Pulsul inițial, după ce este atenuat, este transmis de repetorul catodic format de prima jumătate a tubului T_2 și încarcă condensatorul C′ prin jumătatea dreaptă a dublei diode T_6. Condensatorul C′ rămîne încărcat la un nivel constant atît timp cît partea stîngă a dublei diode T_6 este tăiată cu ajutorul pulsului inițial aplicat pe catoda T_1. În momentul cînd amplitudinea pulsului pe catoda tubului T_1 scade la nivelul la care a fost încărcat condensatorul C′, acesta din urmă începe să se descarce prin jumătatea stîngă a tubului T_6. Astfel, se obține pulsul din figura 4, *c*. La ieșirea amplificatorului diferențial se obține pulsul din figura 4, *e*, a cărui bază este egală cu lărgimea pulsului inițial la nivelul de retezare. Acest puls este amplificat și limitat într-un amplificator limitator format de tuburile T_{11}

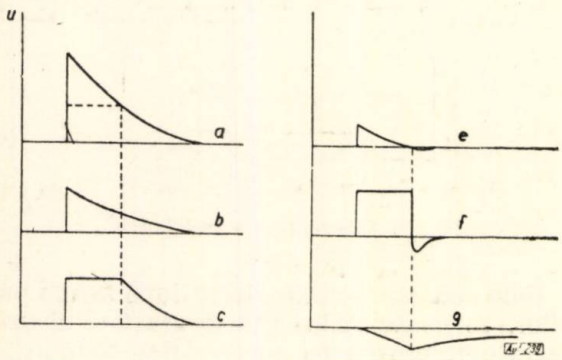


Fig. 4. Forma pulsurilor în diferitele puncte ale dispozitivului de separare.

și T_{12} la ieșirea căruia se obține un impuls de amplitudine fixă și cu o durată egală cu lărgimea pulsului inițial la nivelul de retezare (fig. 4, *f*). Atunci cînd la intrarea schemei de separare sosesc pulsuri de diferite forme (fig. 1), la ieșirea amplificatorului limitator vor apărea pulsuri de durate diferite. Aceste pulsuri, după ce au fost transmise printr-o linie de întîrziere, atacă un converter timp-amplitudine realizat cu un tub 6BN6. În mod normal, tubul 6BN6 este blocat. Pentru a realiza conversia el este deblocat de un puls aplicat pe grila a treia, provenit de la un discriminator integral de amplitudine realizat pe tubul T_4. Nivelul de discriminare este întotdeauna ales în așa fel încît pulsurile de amplitudine mică de la intrarea schemei, care nu pot satura amplificatorul limitator, să găsească convertorul blocat. În figura 4, *g* sînt arătate pulsurile la ieșirea convertorului după ce au fost amplificate. Amplitudinile lor vor depinde de forma pulsurilor la intrarea schemei de separare, deci vor depinde de genul particu-

lelor înregistrate în contor. Aceste pulsuri pot fi analizate cu ajutorul unui analizor de amplitudine.

Linia de întîrziere a fost introdusă pentru ca la sosirea pulsului, căruia urmează să i se

toni de 4,5 MeV furnizat de ciclotronul IFA. Aranjamentul experienței se poate vedea din figura 6. Pe o țintă de aluminiu A cade fasciculul de protoni p. Contorul C format dintr-un cristal de CsI(Tl), cu o grosime de 0,7 mm, și

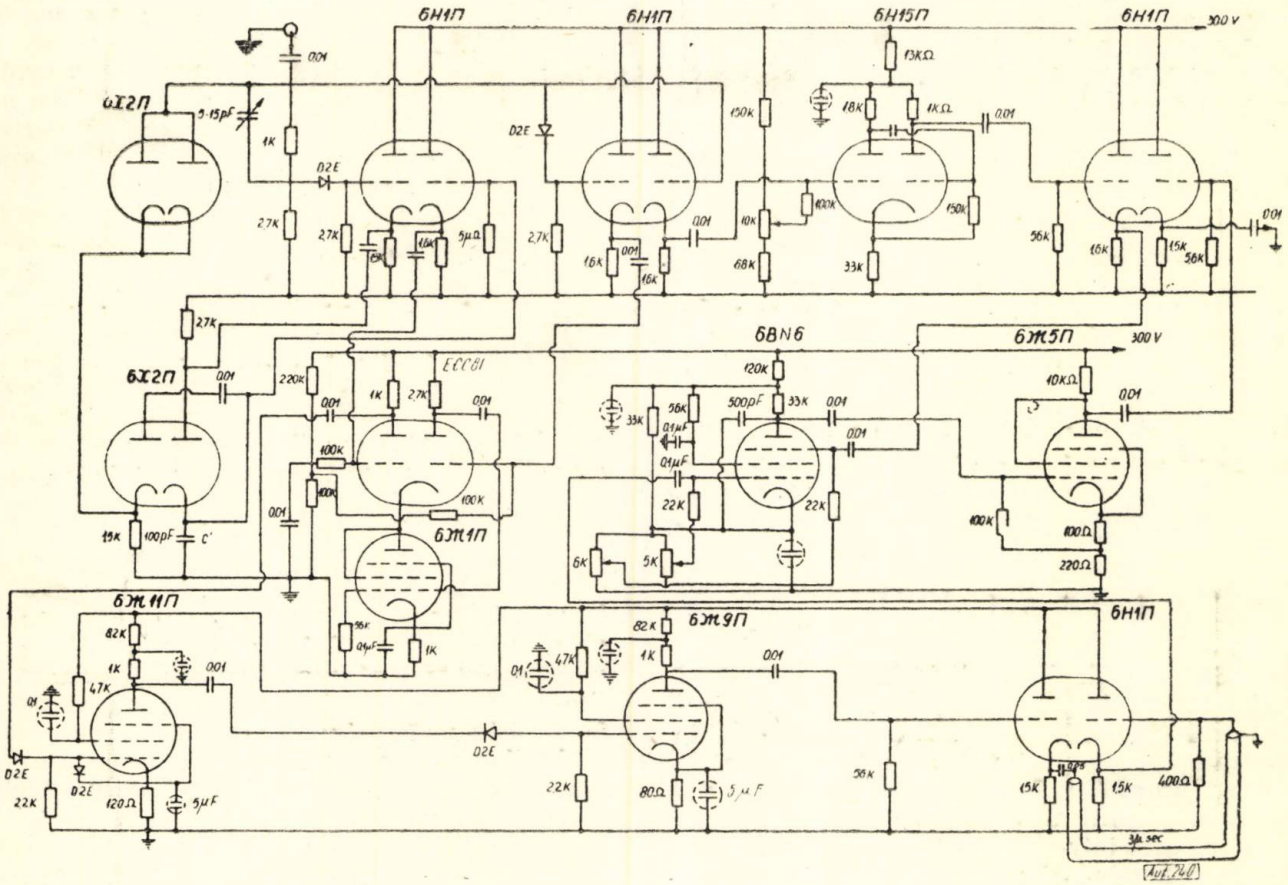


Fig. 5. Schema de principiu a dispozitivului de separare după formă.

facă conversia, la grila tubului 6BN6, acesta din urmă să fie complet deblocat de către pulsul discriminatorului T_4. Fără această linie de întîrziere, conversia s-ar efectua cu o oarecare eroare, deoarece pulsul la ieșirea discriminatorului apare cu o întîrziere, care depinde de amplitudinea sa, pe cînd pulsul la ieșirea amplificatorului-limitator apare, practic, în același timp cu pulsul la intrarea schemei de separare. Ca rezultat al acestei erori s-ar obține o deplasare a pulsurilor corespunzătoare unui anumit τ spre pulsurile corespunzătoare unui τ mai mic. Această deplasare ar fi cu atît mai puternică cu cît amplitudinea pulsurilor la intrarea discriminatorului T_4 este mai apropiată de pragul de discriminare.

Introducerea în schemă a liniei de întîrziere elimină aceste erori.

Rezultate obținute

In prima etapă schema a fost încercată cu ajutorul unui generator de pulsuri, apoi s-au efectuat măsurări la un fascicul de pro-

un fotomultiplicator ФЭУ — 29, înregistrează protonii difuzați elastic și inelastic la un unghi $\theta = 60°$, concomitent cu un fond de raze γ. Spectrul amplitudinilor pulsurilor la ieșirea contorului are o formă asemănătoare cu cel din figura 7. Curba 2 reprezintă spectrul pulsurilor provenite din înregistrarea protonilor, iar curba 1, spectrul pulsurilor provenite din înregistrarea razelor γ. Puisurile de pe ultima diodă a fotomultiplicatorului, după ce au fost amplificate cu un amplificator УШ-10, au fost transmise la intrarea schemei de separare. Pulsurile de la ieșirea schemei de separare au fost analizate cu un analizor multicanal. Măsurările au fost făcute în dependență de pragul de discriminare a discriminatorului T_4. Variind pragul de discriminare se variază

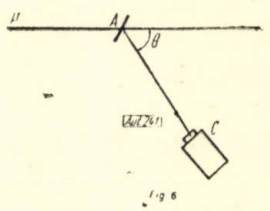


Fig. 6. Schema înregistrării particulelor la fascicul.

raportul dintre numărul de pulsuri provenite de la razele γ faţă de cele provenite de la protoni. Prin creşterea pragului de discriminare d (fig. 7) numărul pulsurilor provenite de la înregistrarea razelor γ scade şi invers. Rezultatul obţinut se poate vedea din figurile 8 şi 9 unde este dată dependenţa numărului de pulsuri în funcţie de numărul canalelor. În cazul figurii 8, pragul de discriminare a fost ales astfel încît, alături de pulsurile provenite de la înregistrarea protonilor la intrarea schemei de separare, au fost admise un număr mare de pulsuri provenite de la înregistrarea razelor γ. În cazul figurii 9 pragul de discriminare a fost ridicat într-atît, încît pulsurile admise la intrarea schemei erau doar pulsurile provenite de la protonii difuzaţi elastic pe Al. Au fost efectuate măsurări şi în cazul cînd la intrarea schemei de separare soseau pulsuri de amplitudini diferite (s-a variat coeficientul de amplificare la amplificatorul VIII-10) şi s-a constatat că spectrul de amplitudini la ieşirea schemei de separare rămîne neschimbat. După cum se vede din figura 8 s-a obţinut o separare a protonilor de raze γ, practic, de 100%. La ieşirea schemei de separare se poate conecta un analizor monocanal cu o fereastră suficient de largă, astfel încît să cuprindă complet linia unui singur gen de particule. Ieşirea analitorului monocanal poate comanda o poartă care permite analiza în amplitudine a pulsurilor integrate provenite doar de la genul de particule care ne interesează.

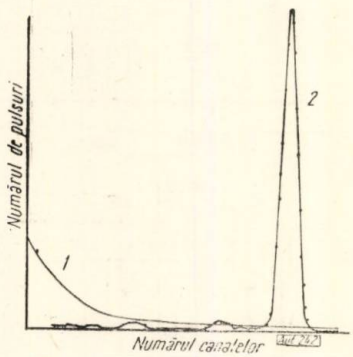
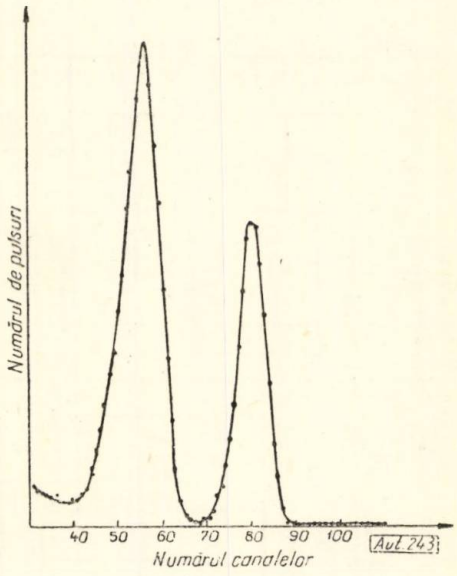


Fig. 7. Spectrul particulelor înregistrate în contorul cu scintilaţie, în timpul verificărilor dispozitivului de separare.



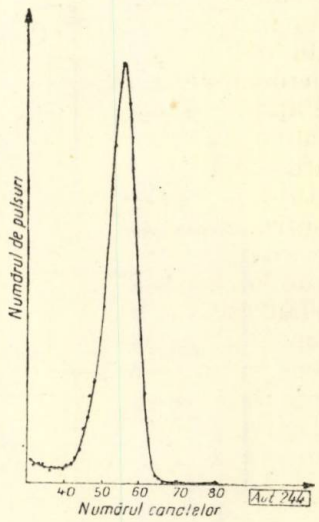


Fig. 8 şi 9. Spectrul pulsurilor la ieşirea dispozitivului de separare după formă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Viazemski, B. O., şi colab. *Sţintiliaţionti metod v radiometrii*. Moscova, Gosatomizdat, 1961.

[2] Robertson, J. C. şi Ward, A. Proc. Phys. Soc., vol. 73, 1959, p. 471.

[3] Biggerstoff, J. A., Buxer, R. L. şi Mc Elistrem, M. T. În: Nucl. instr., vol. 10, 1961, p. 327.

GR. INDREAŞ

Acceleratoare de protoni la energii ultraînalte

Dezvoltarea fizicii nucleare contemporane şi, în special, a fizicii particulelor elementare este strîns legată de dezvoltarea acceleratoarelor. Fizicienii şi tehnicienii din întreaga lume sînt angajaţi astăzi într-o adevărată întrecere pentru construirea acceleratoarelor de particule cu energii din ce în ce mai mari. Energiile care s-au atins sînt de ordinul a zeci de miliarde de electronvolţi (1 GeV = 10^3MeV = = 10^9 eV).

Dimensiunile gigantice ale acestor aparate încep să plafoneze posibilităţile practice de realizare, iar costul lor exorbitant poate greva simţitor bugetul naţional al multor ţări.

În argumentarea ştiinţifică a necesităţii construirii acceleratoarelor de energii înalte şi ultraînalte se pot arăta următoarele motive mai importante.

— Considerente de ordin geometric : în studiul particulelor elementare, experimentatorul

poate obține informații numai folosind „proiectile" de energie adecvată. În acest scop, mecanica ondulatorie recomandă utilizarea particulelor accelerate astfel încît lungimea lor de undă de Broglie să fie mai mică sau comparabilă cu dimensiunile obiectului cercetat. Situația, în mare, este analogă cu cea întîlnită în optică [1], unde, pentru a distinge detalii din ce în ce mai mici, s-a trecut de la microscopul a cărui putere de rezoluție este de aproximativ 5.10^{-5} cm (lungimea de undă a luminii), la microscopul electronic cu ajutorul căruia s-a obținut rezoluția maximă de circa 5.10^{-8} cm. Lungimea de undă de Broglie pentru o particulă de masă dată este funcție de viteza ei, adică de energia ei, așa cum se vede în figura 1, unde sînt trasate curbele care redau relația $\lambda = f(E)$, pentru proton și electron [2]. În cazul nostru, pentru a sonda nucleul și componentele sale ale căror dimensiuni sînt de ordinul 10^{-13} cm, particula-proiectil va trebui să aibă energia de circa 10^8 eV sau mai mare.

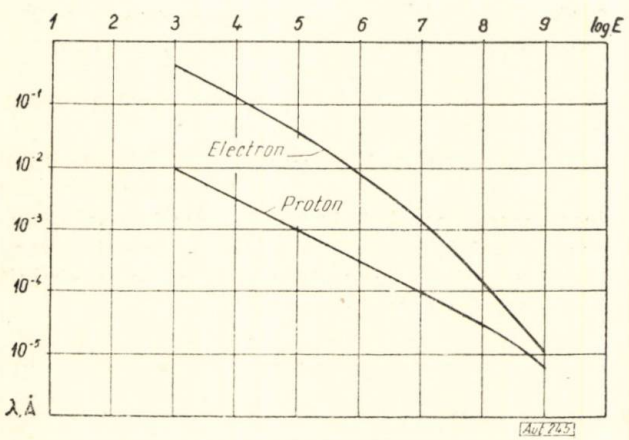


Fig. 1. Lungimea de undă de Broglie pentru proton și electron funcție de energie : $\lambda = f(E)$.

— Considerente de ordin energetic : din experiența acumulată pînă în prezent rezultă că majoritatea particulelor elementare pot fi create prin interacțiunea dintre alte particule, cu condiția ca acestea să dispună de energii corespunzătoare. Valoarea minimă a energiei la care începe generarea particulelor respective se numește prag. Pragul de generare în sistemul laboratorului pentru o serie de particule este dat în tabela 1. În sistemul centrului de masă, acest prag este, în primă aproximație, egal cu energia corespunzătoare masei de repaus a particulei [3]. Practic, energia particulelor incidente trebuie să fie superioară pragului, deoarece trebuie acoperite pierderile suplimentare de energie la pătrunderea în nucleul țintă (învingerea barierei coulombiene) și pentru comunicarea energiei cinetice particulelor rezultate din reacție. Dacă se ține seamă de faptul că probabilitatea de generare crește cu energia și că pentru crearea particulelor grele (antiproton, antihiperoni) este nevoie de energii din ce în ce mai mari (de ordinul 10^9eV), rezultă ca necesitate accelerarea particulelor la energii înalte și ultraînalte.

— Considerente legate de obținerea fasciculelor de particule secundare. Datorită faptului că majoritatea particulelor elementare sînt nestabile, timpul de viață mediu fiind de ordinul 10^{-6} — 10^{-10} s (tabela 1), pentru ca parcursul lor să fie suficient și detecția lor comodă este avantajos ca ele să dispună de o energie cît mai mare.

Tabela 1

Pragul de generare și timpul de viață mediu al unor particule elementare

Particula sau perechea	Masa de repaus, MeV	Energia cinetică a protonilor incidenți necesară generării (în sistemul laboratorului), GeV	Durata de viață medie, s
Mezon π	139	0,292	$\sim 10^{-8}$
Proton-antiproton	2×938	5,64	∞
Hiperon-antihiperon ($\Lambda - \bar{\Lambda}$)	$2\times 1\,115$	7,06	$\sim 10^{-10}$

Nu trebuie trecute cu vederea nici argumentațiile conform cărora construirea de acceleratoare la energii din ce în ce mai înalte ar fi îndreptățită de faptul că în trecut abordarea de noi domenii de energie a dus totdeauna la rezultate prețioase [4]. În acest sens, pentru fizician, construirea acceleratoarelor capabile să furnizeze particule cu energii mari este suficient de justificată.

Într-adevăr, la sincrofazotronul Universității din California (cunoscut sub denumirea de bevatron) în care protonii erau accelerați pînă la energia de 6,2 GeV, în toamna anului 1955 a fost demonstrată experimental existența antiprotonului — prezis de Dirac încă din anul 1928. Această experiență confirmă în mod strălucit ipoteza existenței antiparticulelor [5].

În anii următori, descoperirea de noi antiparticule create cu ajutorul particulelor accelerate a continuat. Astfel, în primăvara anului 1960, la sincrofazotronul de 10 miliarde de eV, al Institutului de cercetări nucleare din Dubna, grupul de cercetători din care făcea parte și fizicianul romîn A. Mihul, sub conducerea acad. V. I. Weksler, a descoperit antiparticula grea $\bar{\Sigma}^-$ (hiperonul antisigma minus) [6]. Pentru a nu depăși cadrul propus ne vom mărgini la aceste exemple.

Vom mai aminti doar încă un argument în favoarea construirii acceleratoarelor la energii mari. Pentru a putea studia particulele elementare nestabile este nevoie ca „producerea" lor să fie la îndemîna experimentatorului.

În sfîrşit, nu este mai puţin adevărat că, deşi fizica particulelor, considerate în prezent elementare, a înregistrat succese remarcabile, problema capitală, şi anume structura acestor particule, continuă încă să fie nerezolvată.

De aici rezultă interesul continuu şi efortul susţinut pentru acceleratoarele la energii înalte, pentru construirea de noi instalaţii şi perfecţionarea celor existente. În cele ce urmează vom descrie pe scurt tipurile de acceleratoare capabile să livreze fascicule de protoni accelerați în domeniul peste 10 GeV, insistînd asupra instalaţiilor intrate în funcţiune în ultimii ani.

Principii fizice care stau la baza acceleratoarelor de particule la energii înalte şi ultraînalte

1. *Principiul autofazării.* În tehnica acceleratoarelor sînt cunoscute mai multe tipuri de aparate, care în principiu permit accelerarea particulelor pînă la energii înalte. Astfel, pe baza principiului autofazării, descoperit de Weksler (1944) şi Mac Millan (1945), au fost concepute sincrotroanele (pentru accelerarea electronilor), fazotroanele şi sincrofazotroanele (pentru accelerarea protonilor).

Mecanismul creşterii energiei în acceleratoarele amintite se face în mici porţii la fiecare trecere a particulei prin cavitatea de accelerare, curbarea traiectoriei şi readucerea particulei în zona de accelerare fiind asigurată prin intermediul unui cîmp magnetic de ghidare. În fazotroane, spre exemplu, această porţie de energie este debitată de un generator de radiofrecvenţă şi este de ordinul 10^4eV. Prin urmare, pentru ca particula să dobîndească energia finală de ordinul 10^9eV sînt necesare circa 10^5 treceri succesive prin interstiţiul de accelerare.

Practic, este imposibil să se asigure condiţia de sincronism absolut între momentul trecerii particulelor prin cavitatea rezonantă şi momentul în care cîmpul electric de accelerare (sinusoidal în timp) este maxim. La prima vedere, această situaţie ar trebui să facă imposibilă accelerarea pînă la energia finală a particulelor cu „avans" sau „întîrziate" faţă de particula sincronă.

Conform principiului autofazării rezultă însă că aceste particule, după un număr de treceri succesive, dobîndesc aceeaşi energie ca şi particula sincronă, datorită faptului că momentul trecerilor prin cavitatea rezonantă a acestor particule oscilează în jurul momentului trecerii particulei sincrone (oscilaţiile de fază). Prin urmare, sincronismul se realizează în „medie" şi procesul de accelerare este posibil.

Energia maximă obţinută cu ajutorul fazotroanelor, adică folosind accelerarea în cîmp magnetic constant pe orbită cu rază variabilă, este limitată însă la valoarea de aproximativ 10^9eV, energie peste care dimensiunile magnetului şi costul acceleratorului cresc în mod excesiv.

În acest sens este suficient să ne imaginăm că la valori obişnuite ale cîmpului magnetic 15—20 KOe, polul electromagnetului fazotronului la energia 10 GeV ar trebui să aibă diametrul fantastic de aproximativ 50 m.

Pentru accelerarea protonilor la energii mai mari decît 1 GeV, impasul a fost soluţionat prin folosirea principiului de accelerare pe orbită cu rază constantă. Aşa au apărut sincrofazotroanele (sincrotroanele de protoni), acceleratoare în care cîmpul magnetic este variabil în timp, mărindu-se o dată cu creşterea energiei. În locul electromagneţilor cu polii circulari masivi, în acest caz, circuitul magnetic are forma inelară ceea ce micşorează în mod simţitor greutatea şi costul acceleratorului.

Pentru a asigura stabilitatea verticală şi axială concomitentă a particulelor pe orbită, cîmpul magnetic H al primelor sincrofazotroane se micşora spre periferie astfel încît indexul de cîmp n era cuprins între valorile:

$$0 < n = -\frac{R}{H}\frac{dH}{dR} < 1,$$

focalizarea asigurîndu-se în mod analog cu cea din ciclotroanele clasice — aşa-zisa focalizare slabă (R este raza orbitei magnetului).

Datorită saturaţiei circuitului magnetic, ca şi în cazul celorlalte acceleratoare, mărirea energiei în sincrofazotroane este posibilă numai prin mărirea razei orbitei de echilibru a particulelor, deci a dimensiunilor aparatului. O dată cu mărirea energiei şi creşterea razei acceleratorului se face din ce în ce mai simţită acţiunea factorilor care pot provoca deplasarea particulelor de pe orbita ideală.

Printre aceşti factori amintim: împrăştierea unghiulară şi energetică a fasciculului la injecţie; neomogenităţile caracteristicilor magnetice ale materialului electromagnetului; imperfecţiunile de montaj ale circuitului magnetic; interacţiunea fasciculului cu moleculele gazului rezidual, ca urmare a vidului insuficient.

În cazul cînd $0 < n < 1$, forţele de rapel F_{rap}, chemate să asigure readucerea particulelor pe orbita de echilibru, sînt relativ mici:

$$F_{rap} \approx -m\omega_0^2 n\Delta,$$

unde m este masa particulei; ω_0 — frecvenţa de revoluţie a particulei; n — indexul cîmpului magnetic; Δ — abaterea de la orbita de echilibru.

Prin urmare, mişcările oscilatorii în jurul orbitei de echilibru vor avea amplitudine mare

(aproximativ cîteva procente din valoarea razei acceleratorului) [7] şi eficacitatea focalizării slabe în acceleratoarele mari se micşorează rapid.

Soluţiile de compromis care duc la mărirea secţiunii transversale a camerei de accelerare implică creşterea nerațională a întrefierului circuitului magnetic, a greutăţii şi costului acestuia, cît şi a puterii electrice instalate. Aceste considerente de ordin tehnico-economic limitează energia superioară a acceleratoarelor de acest tip la circa 10^{10} eV. Cel mai mare sincrofazotron de protoni cu focalizare slabă a fost construit la Institutul unificat de cercetări nucleare din Dubna în anul 1957. Energia protonilor accelerați este de 10 GeV, magnetul de formă inelară cîntăreşte 36 000 t, iar puterea electrică necesară reprezintă 140 MVA în impuls [8].

2. Principiul focalizării intense. Proiectele şi construcţia acceleratoarelor la energii $E > 10^{10}$ eV devin realizabile numai după descoperirea principiului focalizării intense de către Cristofilos (1950) şi Courant, Livingston, Snyder (1952).

Pentru obţinerea unor forţe de rapel însemnate — focalizare intensă cu alte cuvinte — se impune adoptarea unor valori mari pentru n. În acest caz însă fasciculul focalizat puternic într-un plan va suferi o acţiune defocalizantă în planul perpendicular.

Or, importanţa descoperirii principiului focalizării intense constă tocmai în demonstrarea faptului că utilizarea cîmpului magnetic cu gradient alternativ, adică periodicitatea acţiunilor focalizare-defocalizare, are drept rezultantă focalizarea în ambele planuri. Această situaţie poate fi privită ca aspect al stabilităţii dinamice şi comparată cu cazul cunoscut din optică cînd un sistem de două lentile cu distanţă focală egală, una convergentă şi alta divergentă, se comportă ca o lentilă convergentă.

În acceleratoarele cu focalizare slabă, frecvenţa raportată a oscilaţiilor betatronice în direcţie radială şi verticală, adică valoarea rapoartelor :

$$\nu_r = \frac{\omega_r}{\omega_0} = \sqrt{1-n} \text{ şi } \nu_z = \frac{\omega_z}{\omega_0} = \sqrt{n}$$

este subunitară, datorită faptului că $0 < n < 1$ (ω_r, ω_z reprezintă frecvenţa oscilaţiilor betatronice radiale şi verticale). În consecinţă, perioada de oscilaţie a particulei în jurul orbitei de echilibru poate fi de ordinul cîtorva perioade de revoluţie, amplitudinea oscilaţiei mărindu-se în mod continuu în răstimpul respectiv.

În cazul focalizării intense, datorită valorilor mari ale indexului cîmpului magnetic, frecvenţa raportată a oscilaţiilor betatronice se măreşte ca $|n|^{1/2}$, amplitudinea lor scade şi astfel apertura camerei de accelerare şi dimensiunile întrefierului magnetului pot fi simţitor micşorate.

Pentru a compara avantajele focalizării intense, în figura 2 sînt reprezentate secţiunile transversale ale camerelor de accelerare a două acceleratoare de protoni de energie comparabilă ; betatronul cu focalizare slabă de 6,2 GeV (Berkeley) şi sincrofazotronul cu focalizare intensă de 7 GeV (Moscova). O extrapolare simplă arată că electromagnetul acceleratorului de 30 GeV dacă ar fi fost realizat cu focalizare slabă ar fi cîntărit 100 000 t faţă de 4 000 t în cazul focalizării intense.

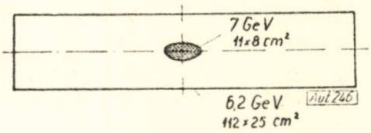


Fig. 2. Secţiunea transversală şi dimensiunile camerei de accelerare la un sincrofazotron cu focalizare slabă (dreptunghi) şi focalizare intensă (elipsă).

Sincrofazotroanele de protoni la energia ~30 GeV

După o muncă asiduă de proiectări, cercetări şi măsurări pe modele, care a durat în medie cîte 8 ani, în anii 1959 şi 1960 au fost date în funcţiune două acceleratoare de protoni cu focalizare intensă : sincrofazotronul de 28 GeV, al centrului european de cercetări nucleare (CERN-Geneva) şi cel de 33 GeV al Laboratorului Naţional de la Brookhaven (S.U.A.). Concepţia şi modul de realizare a acestor două acceleratoare sînt foarte asemănătoare, descrierea lor putîndu-se face în comun [7], [9], [10], [11].

Cea mai simplă schemă de periodicitate a sectoarelor magnetice într-un accelerator cu focalizare intensă este ...FDFD... Sectoarele F, cu cîmp crescător după rază (n negativ), alternează cu sectoare D, cu cîmp descrescător după rază (n pozitiv). Dispunerea magneţilor în acest fel asigură utilizarea maximă a circumferinţei inelului magnetic, însă necesitatea intercalării elementelor de injecţie, accelerare, corecţie şi măsură conduce la utilizarea schemelor mai complicate în care sînt prevăzute şi porţiuni libere O în care $H = 0$.

Aceste sincrofazotroane folosesc schema FOFDOD, cu mici deosebiri în execuţia şi montajul magneţilor. Circuitul magnetic al acceleratorului de la CERN este alcătuit din 100 blocuri dispuse în 50 de perioade. Fiecare perioadă conţine o jumătate de bloc F şi o jumătate de bloc D strîns alăturate între ele

şi avînd înfăşurare de excitaţie comună. În cazul sincrofazotronului de la Brookhaven, cele 240 de blocuri sînt montate independent (schema de dispunere şi dimensiunile principale sînt date în fig. 3).

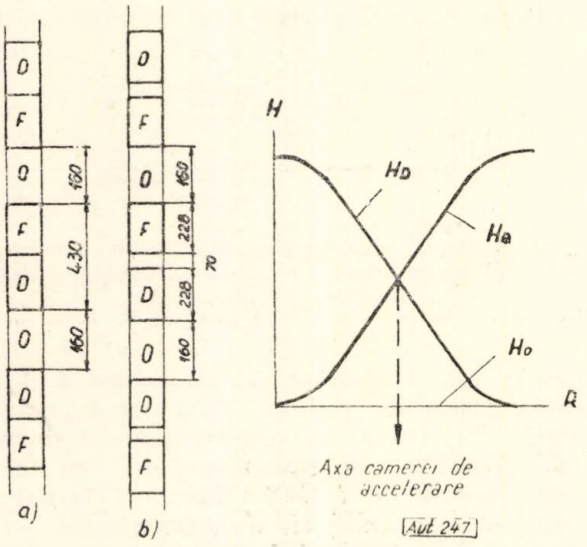


Fig. 3. Schema de dispunere şi dimensiunile principale ale magneţilor sincrofazotronului CERN (*a*) şi Brookhaven (*b*). Curbele $H_D = f(R)$ şi $H_F = f(R)$ reprezintă configuraţia radială a cîmpului magnetic în planul median; în intervale $H_0 = 0$ (dimensiunile sînt date în cm).

O caracteristică importantă a circuitului magnetic în acceleratoarele de acest tip este valoarea indexului cîmpului magnetic n. În perioada imediată după descoperirea principiului focalizării intense se prevedea posibilitatea micşorării aperturii camerei de accelerare şi a secţiunii circuitului magnetic din considerentul obţinerii unor valori foarte mari ale indexului de cîmp ($n = 10\,000$). Ulterior, în urma măsurărilor magnetice şi din considerente de stabilitate, această valoare a fost mult micşorată. În cazul de faţă, valoarea lui n a fost aleasă 288,4 (CERN) şi 359 (Brookhaven).

Valoarea maximă a cîmpului magnetic la ambele acceleratoare a fost aleasă $H_{max} \simeq 13$ KOe. Corespunzător, raza medie a traiectoriei este 100 m (CERN) şi 128,5 m (Brookhaven). Datorită faptului că injecţia se face la energie relativ mare ($E_{inj.} = 50$ MeV), valoarea cîmpului magnetic în momentul injecţiei a putut fi aleasă 120-147 Oe (tabela 2).

Regimul de funcţionare în impulsuri impune asamblarea magnetului din tole de oţel silicios izolate între ele. Fixarea tolelor în blocuri independente se face cu ajutorul buloanelor (CERN) sau prin sudură (Brookhaven), aşa cum se vede în figura 4. (În cazul acceleratorului de la Brookhaven un astfel de bloc conţine 3 200 tole de grosime 0,89 mm).

Datorită focalizării intense a fost posibilă folosirea unor camere de accelerare cu apertură mică (~100 cm²) ceea ce a determinat dimensiunile transversale reduse ale magneţilor şi greutatea relativ mică a întregului circuit magnetic (~4 000 t).

În toate instalaţiile cu focalizare intensă, parametrii şi valorile de calcul trebuie riguros respectate. Toleranţele admisibile sînt mult mai mici decît în cazul focalizării slabe, atît în privinţa mărimilor geometrice, cît şi a parametrilor electrici şi magnetici.

Astfel, la construirea acestor acceleratoare, reducerea la minimum a eventualelor neuniformităţi în proprietăţile magnetice a fost posibilă numai datorită distribuirii tolelor din diferite şarje în mod uniform pe toată circumferinţa inelului magnetic.

Precizia impusă la aşezarea magneţilor pe rază este de ordinul 10^{-6} (la CERN, $\Delta R = \pm 0{,}15$ mm pentru $R = 100$ m). Pentru preîntîmpinarea variaţiilor geometrice legate de schimbarea temperaturii, tunelul inelar în care este dispus acceleratorul este termostatat, cu precizie de $\pm$ 1°C. Egalarea temperaturii de-a lungul circumferinţei acceleratorului se realizează cu ajutorul unui curent de apă care circulă prin tuburile inelare montate direct în fundaţie.

La CERN, în scopul prevenirii influenţelor seismice, au fost luate măsuri speciale: inelul de beton monolit cu raza de 100 m şi secţiunea de 4 m², care susţine acceleratorul, este aşezat la rîndul său pe 80 de piloni cu diametrul de 2 m, îngropaţi adînc în sol.

În sfîrşit, pentru ca procesul de accelerare să decurgă în bune condiţii, frecvenţa generatorului r. f. trebuie să urmărească riguros legea de variaţie a cîmpului magnetic (precizia impusă fiind de ordinul 10^{-3}). În cazul sincrofazotronului CERN în limitele 50 MeV — 1 GeV, această corelaţie este asigurată de

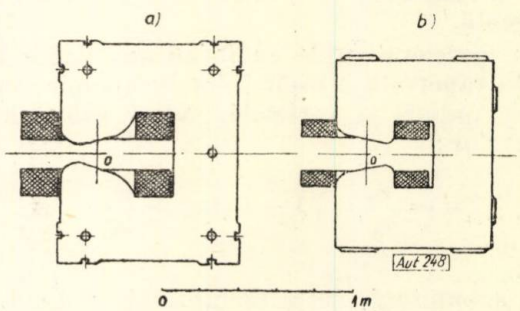


Fig. 4. Electromagnetul sincrofazotronului (secţiune radială): blocul de tip *D* de la CERN (*a*) şi blocul de tip *F* de la Brookhaven (*b*). Centrul camerei de accelerare este notat cu 0; porţiunea haşurată reprezintă înfăşurările de excitaţie şi corecţie.

către un dispozitiv electronic de programare. La o anumită valoare a energiei se conectează sistemul auxiliar de corecţie al frecvenţei care urmăreşte faza şi poziţia pachetului de pro-

toni realizînd aşa-zisa comandă „după fascicul".

Sistemul de accelerare, dispus în intervalele în care $H = 0$, este constituit din 12-16 rezonatoare cu acord variabil. Variaţia frecvenţei în decursul ciclului de accelerare $\frac{f_{extr.}}{f_{inj.}} \simeq 3$.

Alimentarea circuitului magnetic al acestor acceleratoare este în principiu identică. Alternatorul de tip special (12 faze), de circa 3 500 KVA, este antrenat de un motor asincron de aproximativ 6 000 CP. Redresarea curentului se face cu ajutorul a 24 de ignitroane care permit funcţionarea în regim redresor-invertor. Folosirea ignitroanelor cu comandă electronică asigură precizia de începere şi sfîrşire a ciclului. Durata ciclului de accelerare $T_c = 1$ s, frecvenţa de repetiţie fiind 1 ciclu/3 s.

Trebuie menţionat că în decursul lucrărilor de proiectare şi montaj al acestor acceleratoare existau încă anumite rezerve asupra bunei lor funcţionări, datorită toleranţelor riguros impuse. După punerea lor în funcţiune parametrii nominali în ambele cazuri au fost realizaţi cu uşurinţă şi chiar depăşiţi. De asemenea, trecerea zonei energiei critice — energie la care dispare autofazarea — nu a ridicat probleme deosebite, trecerea făcîndu-se fără pierderi în intensitatea fasciculului. Aceasta explică faptul că marea majoritate a proiectelor actuale pentru acceleratoare la energii ultraînalte are la bază principiul focalizării intense.

Acceleratorul de 7 GeV — model al sincrofazotronului de 60—70 GeV (U.R.S.S.)

În U.R.S.S. primul accelerator cu focalizare intensă — sincrotronul de protoni cu energia nominală 7 GeV — a intrat în funcţiune în anul 1961. Parametrii de bază ai acceleratorului au fost astfel aleşi încît el să poată servi nu numai drept instrument eficient de cercetare, ci şi ca model pentru proiectarea şi construirea în termen util a acceleratorului gigant de 60-70 GeV. Acest motiv ne face să ne oprim şi asupra lui. Pentru comparaţie, parametrii săi principali sînt consemnaţi alături de cei ai acceleratoarelor de ~ 30 GeV în tabela 2 [13], [14], [15], [16].

Circuitul magnetic de formă inelară al acceleratorului este constituit din 112 magneţi dispuşi pe un cerc cu rază $R = 40$ m. Dintre aceştia 98 servesc pentru ghidare şi focalizare (magneţii C), iar restul de 14 (magneţii X) sînt lentile cuadrupolare în care sînt amplasate şi elementele de accelerare.

Sistemul ales de dispunere a magneţilor asigură focalizarea succesivă a fasciculului cu protoni în direcţia radială şi verticală corespunzător schemei FODO. Lentilele cvadrupolare, uniform distribuite pe circumferinţa inelului magnetic, sînt introduse pentru prima dată în practica construcţiei acceleratoarelor de acest tip şi asigură localizarea energiei critice la o valoare mult superioară energiei nominale ($E_K \simeq 19$ GeV).

Pentru confecţionarea magneţilor s-au folosit plăci de oţel electrotehnic obişnuit cu o grosime de 5 mm. Profilul pieselor polare a fost ales de formă hiperbolică cu toleranţa de prelucrare mecanica de 50 μ.

Valoarea indexului de cîmp adoptată ($n = 460$) depăşeşte valorile respective la acceleratoarele de 30 GeV. Acest lucru a fost posibil în bună parte datorită introducerii în circuitul magnetic al blocurilor C a aşa-zişilor poli neutri. Secţiunea schematică a unui astfel de magnet este dată în figura 5.

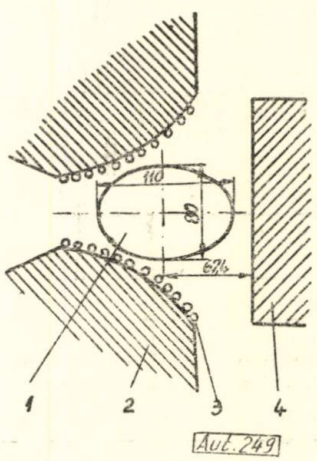


Fig. 5. Secţiune schematică prin circuitul magnetic al sincrofazotronului cu focalizare intensă de 7 GeV (U.R.S.S.): 1 — camera de accelerare; 2 — piesa polară; 3 — înfăşurare specială de corecţie; 4 — pol neutru.

Înfăşurările de excitaţie ale electromagneţilor sînt conectate în serie; curentul maxim este de 2 500 A. Alimentarea este asigurată de un sistem redresor-invertor, capabil să debiteze 37 MW putere maximă în impuls. Pe lîngă înfăşurările principale, electromagneţii sînt prevăzuţi cu bobine suplimentare de corecţie, conectate în circuite de compensaţie cu alimentare separată. Ajustarea fină a distribuţiei radiale a cîmpului magnetic în întrefier poate fi realizată prin intermediul unor înfăşurări speciale dispuse pe feţele pieselor polare. Injecţia particulelor se face în momentul cînd valoarea cîmpului în întrefier este de 90 Oe. Comanda injecţiei şi a programului de accelerare se face automat prin intermediul traductoarelor care măsoară continuu valoarea cîmpului în întrefierul unui electromagnet de tip C „etalon", conectat în serie şi aşezat în afara circuitului magnetic propriu-zis al acceleratorului.

Cîmpul magnetic atinge valoarea maximă după 1,55 s şi revine la valoarea iniţială după 0,8 s.

Sistemul de accelerare este constituit din 11 tuburi-derivă, dispuse în întrefierul electromagneţilor X şi alimentate de către tot atîtea amplificatoare rezonante de ieşire ale sistemului de radiofrecvenţă. Accelerarea se face pe armonica 7 a frecvenţei de revoluţie, creşterea medie a energiei după o rotaţie fiind 4,3 KeV.

Frecvenţa tensiunii de accelerare corespunzătoare momentului injecţiei este 0,67 MHz, iar la extracţie 8,31 MHz. Realizarea corelaţiei dintre frecvenţa tensiunii de accelerare şi legea creşterii cîmpului magnetic în decursul unui ciclu (modularea frecvenţei) este asigurată de un sistem de comandă programată (precizia impusă acestei corelaţii este de ordinul 10^{-3} la injecţie şi 5.10^{-5} la extracţie).

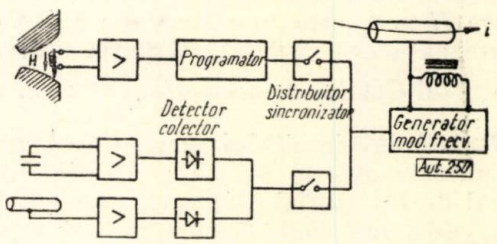


Fig. 6. Schema-bloc de principiu a sistemului electronic care asigură corelaţia $f_0 = \varphi\ (H)$.

În figura 6 este reprezentată simplificat schema principială a corelatorului. Semnalul traductorului din întrefierul electromagnetului etalon, proporţional cu valoarea cîmpului

Tabela 2

Cuprinzînd parametrii unor sincrofazotroane de protoni cu focalizare intensă în funcţiune

	Laboratorul	CERN Geneva	Brookhaven Upton, S.U.A.	Inst. de fizică teoretică şi experimentală, Moscova
Caracteristici generale	Data intrării în funcţiune	1959	1960	1961
	Energia maximă a fasciculului E, GeV	28,5	33	7,2
	Intensitatea maximă a fasciculului, protoni/impuls	$2.5.10^{11}$	2.10^{10}	2.10^{10}
	Costul	110 mil. franci elv.	31 mil. dolari	
	Indicaţii bibliografice	[9], [10]	[7], [11]	[13], [14], [15], [16]
Sistemul magnetic	Sistemul de focalizare	FOFDOD	FOFDOD	FODO
	Indexul cîmpului magnetic, n	288,4	359	460
	Numărul de sectoare	100	240	112
	Raza de curbură a orbitei r, m	70	85,4	31
	Raza medie a orbitei R, m	100	128,5	40
	Frecvenţa oscilaţiilor betatronice raportată, $\nu_r = \nu_z$	6,25	8,75	12,75
	Intensitatea cîmpului magnetic în momentul injecţiei H_i, Oe	147,6	120	90
	Intensitatea maximă a cîmpului magnetic H_{max}, KOe	12—14	13	8,5
	Greutatea magnetului, t Greutatea înfăşurării de excitaţie, t	3 400 130 (Al)	4 000 400 (Cu)	2 500 120 (Cu)
	Apertura camerei de accelerare, cm^2	14,5×7	15×6,7	11×8
Injecţia	Tipul injectorului	accelerator liniar	accelerator liniar	accelerator electrostatic
	Energia, MeV	50	50	4
	Intensitatea, mA	1	7	5
Sistemul de accelerare	Numărul elementelor de accelerare	16	12	
	Frecvenţa tensiunii de accelerare, MHz	3÷9,55	1,4÷4,46	0,11÷1,19
	Numărul armonicii de accelerare	20	12	7
	Durata ciclului de accelerare T, s	1	1	1,55
	Numărul de cicluri pe minut	12—20	20	10—12
	Creşterea medie de energie după o rotaţie, KeV/rot	54	100	4,3
	Energia critică, GeV	5,7		19

magnetic H, este amplificat şi transformat în curent cu ajutorul „programatorului". Acest curent modifică în mod corespunzător premagnetizarea inductivităţilor cu miez de ferită din circuitul generatorului cu modulaţie în frecvenţă.

În cazul funcţionării acceleratorului în regim de maximă intensitate ($i > 10^9$ particule/impuls) există posibilitatea conectării unui dispozitiv special care utilizează informaţia instantanee asupra fazei şi poziţiei fasciculului asazisul dispozitiv de comandă „după fascicul".

Camera inelară de accelerare este constituită din 224 tronsoane (112 curbate, în întrefierul magneţilor şi 112 drepte, în spaţiile dintre magneţi) cuplate ermetic. Forma lor în secţiune este eliptică (fig. 5) şi sînt confecţionate din tablă de oţel inoxidabil, de 0,3 mm grosime. Vidul înaintat în camera de accelerare (2.10^{-6} mm coloană Hg) se realizează cu ajutorul a 56 pompe cu difuzie (viteza maximă de vidare 100 l/s), uniform distribuite şi cuplate în intervalele dintre magneţi.

Injecţia protonilor se face la energia de 3,8 MeV de la un accelerator electrostatic de tipul sub presiune, capabil să debiteze un curent de 5 mA. Pentru extracţia fasciculului sînt prevăzuţi trei electromagneţi C cu distribuţia radială a cîmpului magnetic corespunzătoare.

Proiecte pentru viitor

În cele ce urmează ne vom referi numai la proiectele de acceleratoare în domeniul $10^{11} - 10^{12}$ eV, concepute pe baza principiului autofazării şi focalizării intense. Aceste proiecte sînt bazate pe principii verificate în practica de exploatare şi, ca atare, reprezintă o extrapolare a instalaţiilor existente. Din analiza modului în care autorii diferitelor proiecte îşi propun atingerea energiilor de ordinul sutelor şi miilor de GeV rezultă două tendinţe bine conturate [12]:

a) mărirea nemijlocită a energiei cinetice a particulelor accelerate, ceea ce impune în ultima instanţă folosirea sistemelor rapide de reglaj „după fascicul";

b) utilizarea sistemelor cu fascicule încrucişate, ceea ce se reduce la mărirea considerabilă a intensităţii curentului la acceleratoarele existente.

Din relaţia care leagă parametrii principali ai acceleratoarelor de protoni în domeniul ultrarelativist:

$$E = 300\ HR,$$

unde E este energia cinetică (eV); H — intensitatea cîmpului magnetic de ghidare (Oe); R — raza medie a orbitei (cm), rezultă că, admiţînd pentru H valori de ordinul 10 KOe, raza acceleratoarelor de 100 şi 1 000 GeV va trebui să fie de circa 0,3 şi, respectiv, 3 km.

Există mai multe schiţe de proiect pentru acceleratoarele de protoni în domeniul 100-300 GeV. Vom aminti, pentru comparaţie, proiectele elaborate la Berkeley (parametrii principali sînt daţi în tabela 3). Partea vulnerabilă comună a acestor proiecte, făcînd abstracţie de investiţiile capitale, este excesiva rigiditate în respectarea parametrilor de proiect — rigurozitatea toleranţelor impuse atingînd limita posibilităţilor tehnice actuale.

Pentru rezolvarea acestui din urmă impas s-a propus utilizarea metodelor de reglaj automat rapid al parametrilor cîmpului magnetic şi al tensiunii de accelerare după faza şi poziţia instantanee a fasciculului, idei care duc la realizarea acceleratoarelor „cibernetice" [17].

Aceasta presupune crearea unui sistem eficient de autocorecţie a oscilaţiilor betatronice, reglajul automat al oscilaţiilor sincrotronice fiind de acum realizat şi utilizat [9], [11].

Anteproiectele a două acceleratoare cibernetice la energia 300 şi 1 000 GeV au fost elaborate de savanţi sovietici. Ambele proiecte prevăd în principiu accelerarea în două etape. În prima cascadă particulele, preaccelerate la energia de 50 MeV de către un accelerator liniar, sînt injectate într-un sistem magnetic inelar pentru a fi accelerate pînă la energia de 6, respectiv, 20 GeV. În continuare, fasciculul este adus într-un al doilea inel magnetic unde particulele urmează a fi accelerate pînă la energia finală (300, respectiv, 1 000 GeV). Parametrii de proiect al acestor supragiganţi sînt consemnaţi în tabela 3.

Dispunînd de fascicule ultrarelativiste, experimentatorul poate folosi totuşi numai o mică parte a energiei cinetice a fasciculului. Folosirea integrală a energiei acceleratorului este posibilă, în aceste cazuri, numai prin utilizarea sistemelor cu fascicule încrucişate.

Pentru simplificare vom considera că fasciculul de protoni accelerat interacţionează cu protonii din ţinta statică. În urma ciocnirii, protonilor de recul li se imprimă o mişcare accelerată, iar energia rămasă disponibilă pentru diferitele reacţii nucleare se micşorează considerabil.

Datorită faptului că valoarea expresiei $E^2 - p^2 c^2 = \text{inv}$ (E energia totală, p-impulsul sistemului, c-viteza luminii) rămîne constantă, indiferent de sistemul de coordonate, şi că în sistemul centrului de inerţie $p = 0$, rezultă că în cazul nostru valorile energiei cinetice E în sistemul centrului de inerţie şi E^* în sistemul laboratorului vor fi legate prin relaţia:

$$E = 2\ E_0 \left[\left(1 + \frac{E^*}{2E_0} \right)^{1/2} - 1 \right].$$

În figura 7 este reprezentată funcţia $E = f(E^*)$ pentru protoni. Se vede că pentru $E^* \gg E_0$ (E_0-energia corespunzătoare masei de repaus), energia „utilă" creşte destul de încet:

$$E \simeq \sqrt{2E_0E^*}.$$

Cu alte cuvinte, în cazul exemplului nostru, pentru a dispune de energia corespunzătoare

Tabela 3

Datele de proiect ale sinerofazotroanelor de protoni cu focalizare intensă la energiile 10^{11}—10^{12} eV

Laboratorul sau grupul de proiectare	Berkeley (S.U.A.), [22]			U.R.S.S. [17]	
Energia finală a protonilor, GeV	100	200	300	300	1 000
Energia după prima cascadă, GeV	—	—	—	6	20
Injecţia prin accelerator liniar Energia la injecţie, GeV	0.36	1,75	3	0,05	0,05
Intensitatea maximă a cîmpului magnetic, KOe	12			12	
Intensitatea cîmpului magnetic la injecţie, Oe	150			240	
Raza medie a circuitului magnetic, m			1 330	1 000	3 000
Apertura camerei de accelerare, cm²	~14×7		7,1×3,6	3×2,4	
Greutatea circuitului magnetic, T	14 000	27 000	11 000	3 000	10 000
Creşterea medie a energiei, MeV /rot	0,85	3,4	7,7	6 3	
Frecvenţa de repetiţie, impuls/min	20			25	10
Intensitatea fasciculului, protoni/impuls				~10^{12}	

pragului energetic de generare a unei perechi proton-antiproton în sistemul centrului de inerţie (1,88 GeV) este necesar ca energia fasciculului incident să fie circa 6 GeV.

În cazul folosirii fasciculelor încrucişate, particulele se mişcă în direcţii opuse şi în locul ciocnirii este posibilă folosirea integrală a energiei cinetice (viteza centrului de inerţie fiind în acest caz nulă).

Astfel, energia de 12 GeV în sistemul centrului de inerţie poate fi obţinută din ciocnirea a două fascicule opuse avînd fiecare 6 GeV.

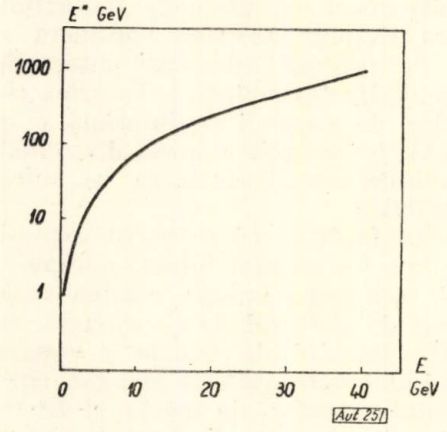


Fig. 7. Energia utilă în reacţii nucleare pe ţinte statice funcţie de energia fasciculului incident $E^{\alpha} = f(E)$.

Pentru a obţine această energie în cazul fasciculului care cade pe o ţintă statică energia acceleratorului ar trebui să fie de circa 100 GeV (fig. 7).

Pentru ca sistemele cu fascicule încrucişate să fie eficiente este nevoie însă de mărirea considerabilă a intensităţii curentului în aceste instalaţii. Sub acest aspect vom aminti cîteva din posibilităţile curente : — îmbunătăţirea injecţiei ; —mărirea frecvenţei ciclurilor de accelerare ; — folosirea injecţiei repetate şi acumularea pe orbita finală.

O atenţie deosebită merită propunerile de utilizare a inelelor de acumulare. Aceste propuneri se bazează pe faptul că într-un sistem cu cîmp magnetic de ghidare constant în timp, fasciculul de particule accelerate poate fi menţinut pe o orbită stabilă o durată de timp suficient de mare în funcţie de calitatea vidului (ordinul de mărime 10^{-8} — 10^{-9} mm coloană Hg) [19], [20], [25].

În acest caz, prin injecţie repetată într-un astfel de sistem se pot acumula fascicule suficient de intense pentru eficienţa sistemelor cu fascicule încrucişate.

Proiectele de instalaţii cu acumulare de fascicul sînt destul de diverse ca concepţie. Astfel, există propuneri în care accelerarea şi acumularea se fac într-un singur sistem magnetic şi altele în care acumulatoarele folosesc un fascicul extern.

Din prima grupă fac parte aşa-zisele fazotroane inelare, cu focalizare intensă şi cîmp magnetic constant în care ciclul de accelerare se repetă, asigurîndu-se acumularea pe orbita corespunzătoare energiei maxime.

Deosebit de interesant este proiectul [18] în care, folosind proprietăţile de simetrie ale fazotronului inelar, se propun accelerarea şi acumularea concomitentă a două fascicule care se mişcă în direcţii contrare în acelaşi sistem magnetic (fig. 8, *a*).

Din grupa a doua menţionăm proiectul propus la CERN, care prevede construirea a două inele de acumulare avînd dimensiunile circuitului magnetic al acceleratorului

de 28 GeV. Energia disponibilă în acest sistem în locul de încrucişare a fasciculelor echivalează cu energia unui accelerator de 1 300 GeV. Conform prevederilor proiectului, intensitatea fasciculului ar trebui să fie de circa 10^{14} particule în fiecare inel, fasciculul putînd fi menţinut pe orbită timp de cîteva ore cu condiţia ca vidul să fie de ordinul 10^{-8} mm coloană Hg.

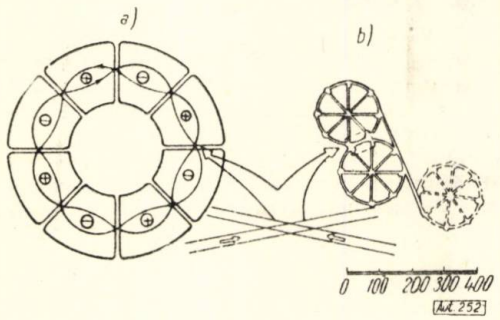


Fig. 8. — Scheme de proiect al sistemelor cu fascicule încrucişate: *a* — fazotron inelar cu focalizare intensă şi cîmp magnetic constant în regim de funcţionare cu două fascicule (schema de principiu); *b* — sistemul cu inele de acumulare (proiectul CERN). Acceleratorul existent de 28 GeV este reprezentat cu linii întrerupte.

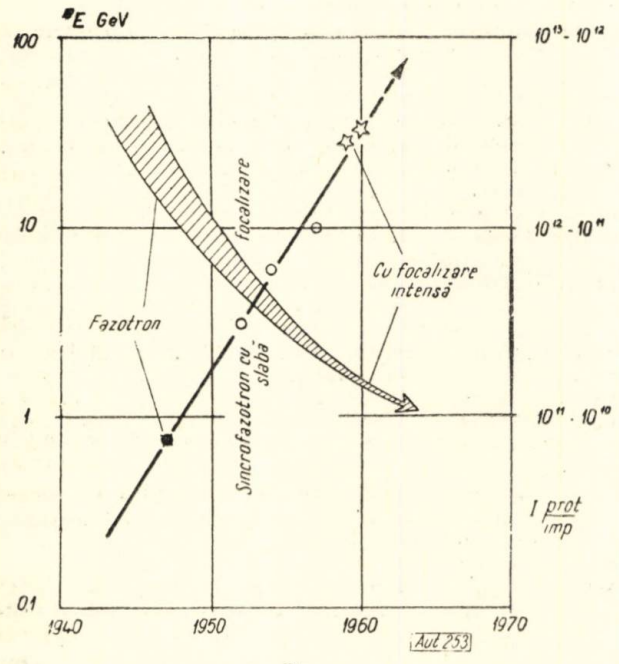


Fig. 9. — Energia şi intensitatea maximă la acceleratoare de protoni în funcţiune, la diferite perioade între anii 1940 şi 1960.

Deşi sistemele cu fascicule încrucişate limitează pe experimentator la interacţiuni de acelaşi tip (în cazul nostru proton-proton), totuşi ideea continuă să rămînă foarte promiţătoare. Indiferent de modul concret de realizare, ea necesită însă intensităţi mari de curent. În direcţia aceasta se depun în ultimul timp eforturi deosebite, datorită faptului că o dată cu mărirea energiei — trecerea la acceleratoare ciclice—intensitatea fasciculelor s-a micşorat simţitor. Situaţia este ilustrată în figura 9 unde este trasată dependenţa energiei şi intensităţii (ca ordine de mărime) la acceleratoarele construite în ultimele două decenii.

Principiile clasice (autofazarea, focalizarea intensă) şi comanda cibernetică par a rezolva problema creşterii energiei pentru viitorii 5-10 ani; totuşi este foarte probabil ca idei noi între timp să apară şi să schimbe în mod radical presupunerile extrapolative, iar noile soluţii tehnice să difere în mod esenţial de cele propuse pînă în prezent. Asemenea idei noi, care încep să se contureze, sînt cele referitoare la acceleratoarele cu plasmă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wilson, R. R. Scientific american, 198, nr. 3, p. 64.
[2] Spolski, E. V. *Atomnaia fizika*, vol. 1. Moscova, Gitl, 1949.
[3] Debiesse, J. *Théorie et technique des accélérateurs*. Cen Saclay.
[4] Van Hove, L. *The role of high energy accelerators in particle physics*, int. conf. proc. Brookhaven, 1961.
[5] Chamberlain, O. şi colab. Phys. rev., 100, nr. 3, 1955, p. 947.
[6] Din-da-ţao şi colab. Priroda, nr. 8, 1960, p. 17.
[7] Green, G. K. şi Courant, E. D. *Handbuch der Physik*. Berlin, Springer Verlag, nr. 44, 1959, p. 218.
[8] Tănăsescu, T. Automatica şi Electronica, nr. 1—2, 1957, p. 79.
[9] Regenstreif, E. *Le synchrotron à protons du CERN* Genève, CERN report, 58—6; 59—29.
[10] Adams, J. Nature, nr. 4713, 1960, p. 568.
[11] Brookhaven AGS. Phys. today 13, nr. 10, 1960, p. 74.
[12] Kolomenski, A. A. şi Lebedev, A. N. *Teoria ţikliceskih uskoritelei*. Moscova, Gitl. 1962.
[13] Vladimirski, V. V. şi colab. Atomnaia energhia, 12, nr. 6, 1962, p. 472.
[14] Vladimirski, V. V. şi colab. Priborî i tehnika eksperimenta nr. 4, 5, 1962.
[15] Monoszon, N. A. şi colab. Priborî i tehnika eksperimenta, nr. 4, 1962, p. 10 şi 27.
[16] Streltsov, N. S. şi colab. Priborî i tehnika eksperimenta, nr. 4, 1962, p. 15.
[17] Burstein, E. şi colab. Atomnaia energhia, 12, nr. 2, 1962, p. 111.
[18] Kolomenski A. A. JEFF, 33, nr. 1, 1957, p. 298.
[19] Kolomenski, A. A. şi Lebedev, A. N. Atomnaia energhia, nr. 7, 6, 1959, p. 549.
[20] O-Neill, G. K. şi Woods, E. J. Phys. rev., 115, nr. 3, 1959, p. 659.
[21] Bronca, G. şi Neyret, G. Bulletin d'information scientifique et technique, nr. 60, 1962, p. 99.
[22] Regenstreif, E. Industrie atomique nr. 5, 3—4, 1961, p. 61; nr. 5, 5—6, 1961, p. 55.
[23] *Data sheets and status report on accelerating machines in the energy range* 1 GEV *and above*. Geneva, 1959.
[24] Barton, M. G. *Catalogue of high energy accelerators Brookhaven BNL*, 1961, p. 683.
[25] *Symposium du CERN sur les accélérateurs de haute énergie*. Vol. I. Genève, 1956, p. 6, 36, 60, 64.
[26] *International conference on high energy accelerators*. CERN, 1959, p. 3, 6, 15, 23, 82, 89, 100, 115, 125.
[27] *International conference on high energy accelerators*. Brookhaven, 1961, p. 3, 6, 15, 25, 39, 145, 155, 245.

NOTE

Edm. NICOLAU, I. WEBER şi ŞT. GAVĂT

Aparate pentru recunoaşterea automată şi sinteza semnalelor vocalice

Construirea unor aparate capabile de a recunoaşte automat semnalele vorbite se încadrează în preocupările actuale ale ciberneticienilor care se interesează de problema mai generală a recunoaşterii automate a formelor. În literatura de specialitate se descriu mai multe aparate capabile de a recunoaşte semnale verbale, dar, în general, nu se dau schemele lor de realizare. În ceea ce priveşte sinteza semnalelor verbale, aceasta se realizează cu ajutorul unor dispozitive capabile de a produce semnale sonore care pot fi interpretate de analizatorul auditiv al omului drept semnale vorbite, emise de obicei, de către organul fonator al omului.

Pe linia unor preocupări generale de cibernetică, legate în particular de modelarea diverselor procese, ca şi de problema generală a recunoaşterii formelor în laboratoarele Catedrei de radiocomunicaţii a Institutului politehnic din Bucureşti s-a realizat un aparat capabil de a recunoaşte automat semnalele vocalice caracteristice limbii romîne. De asemenea, s-a realizat un aparat capabil de a genera astfel de semnale. În cele ce urmează se vor expune pe scurt principalele caracteristici ale semnalului vocalic, după care se va face descrierea principală a celor două aparate realizate.

Prin semnal vocalic se înţelege un semnal vorbit care corespunde la ceea ce în mod obişnuit se numeşte vocală. Prin vocală se înţelege un fonem care este produs prin vibrarea coardelor vocale, ce prezintă un caracter periodic şi poate fi menţinut un timp mai îndelungat.

Fiind vorba de semnale periodice în timp, vocalele pot fi considerate ca provenind din suprapunerea unui număr suficient de mare de componente armonice, sinusoidale. Cu aparatele existente astăzi se poate efectua automat analiza semnalelor verbale, ridicîndu-se automat spectrul dinamic al semnalelor vorbite.

Astfel de spectre dinamice se pot ridica cu aparatura existentă la Centrul de fonetică şi dialectologie al Academiei R.P.R., centru condus de acad. Al. Rosetti. În figura 1 este

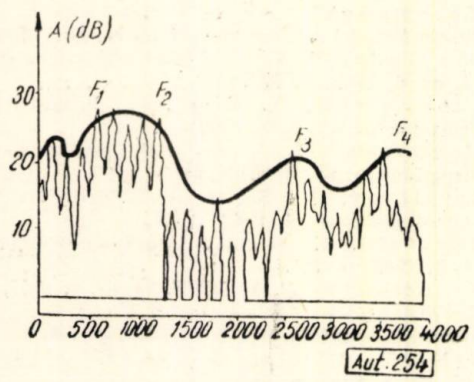


Fig. 1. Spectru corespunzînd vocalei „a".

redat spectrul curent al vocalei „a" corespunzător unui moment t_0. Spectrul dinamic poate fi înţeles ca rezultînd din alăturarea spectrelor curente corespunzînd diferitelor momente, spectrul curent fiind definit prin relaţia :

$$F(\omega) = \int_0^{t_0} f(t)\exp(-j\omega t)\, dt.$$

Aparatul automat de recunoscut vocale lucrează pe principiul analizei spectrale a semnalului sonor. Ca în ori ce problemă de recunoaştere automată, a fost necesar, în primul rînd, să se stabilească indicii de recunoaştere. Ca indici de recunoaştere au fost aleşi formanţii vocalelor limbii romîne. Prin formant al unei vocale se înţelege o regiune a spectrului în care are loc o concentrare pronunţată de energie sonoră.

Aparatul a fost proiectat pentru a lucra cu trei formanţi. Cu această ocazie se precizează că, de fapt, în semnalul vorbit cantitatea de informaţie transmisă este mare, de oarece în

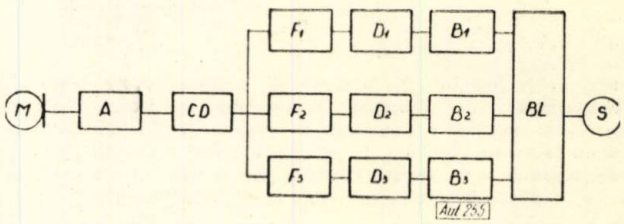


Fig. 2. Schema-bloc a aparatului care recunoaşte automat vocalele limbii romîne :

M – microfon ; *A* – amplificator ; *CD* – compresor de dinamică ; F_i – filtru ; *D* – detector ; *B* – binarizator ; *BL* – bloc logic ; *S* – sistem de semnalizare.

afară de recunoaşterea fonemului respectiv, analizorul auditiv poate stabili cine a emis acel fonem şi care era starea sa emoţională în momentul emiterii. Evident, aceste informaţii nu pot fi cuprinse într-o analiză efectuată numai cu ajutorul reţinerii a trei formanţi din întreg spectrul. Totuşi, aşa cum arată experienţele efectuate, cu ajutorul a trei formanţi este posibil a se identifica vocalele emise de o anumită persoană. Schema-bloc a aparatului cuprinde în esenţă un număr de filtre, şi anume cîte trei filtre pentru fiecare vocală, aceasta în cazul în care se lucrează cu trei indici de recunoaştere pentru fiecare vocală. În cazul în care o aceeaşi bandă de frecvenţă intervine ca indice caracteristic la mai multe vocale, există posibilitatea ca în aparat să se utilizeze mai puţin de $3n$ filtre, n fiind numărul maxim al vocalelor recunoscute de aparat. Recunoaşterea se bazează pe prezenţa sau absenţa unei energii la ieşirea din filtre. Evident, cu trei filtre se pot identifica cel mult şapte($2^3 - 1$) vocale. Experienţele efectuate cu aparatele descrise au arătat însă că, de fapt, cu trei filtre se pot identifica cel mult şase vocale în mod acceptabil, ceea ce reprezintă totuşi o performanţă foarte bună.

Aparatul pentru producerea vocalelor se bazează pe un principiu analog. Anume, pentru sinteza unei anumite vocale, se utilizează un generator de tip multivibrator astabil, care produce un semnal cu un spectru larg de frecvenţe. Din acest spectru, cu ajutorul unor amplificatoare selective, se accentuează anumite benzi de frecvenţe, care prin supra-

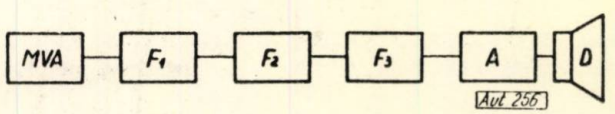


Fig. 3. Schema-bloc a unui sintetizator de vocale :

MVA – multivibrator astabil ; F_i – filtre ; *A* – amplificator de bandă largă ; *D* – difuzor.

punere conduc la un spectru total asemănător cu spectrul vocalei care trebuie sintetizată. Lucrîndu-se cu trei filtre RC de tip „dublu T" s-au obţinut sinteze bune pentru vocalele a, o, u, ă şi acceptabile pentru î şi e.

Schema sintetizatorului este redată în figura 3.

Lucrările urmează a fi continuate. În primul rînd este necesar a se efectua un număr de studii preliminare, pe baza cărora să se poată trece la stabilirea proprietăţilor statistice ale formanţilor vocalelor din limba romînă contemporană. În al doilea, ca o chestiune de perspectivă, urmează a se trece la aparate capabile de a recunoaşte toate sunetele limbii romîne, adică în afara vocalelor, şi consoanele. De asemenea, se pune şi problema construirii unui sintetizator cu proprietăţi analoge.

ACTUALITĂŢI

STABILITATEA SISTEMELOR NELINIARE CU IMPULSURI

Sistemele de acest tip care cuprind şi sistemele de reglare numerice, au făcut obiectul a numeroase studii în ultimul timp [1]. În cele mai multe dintre cazuri aceste cercetări se bazează pe metoda a doua Liapunov [2]. Este ştiut însă că aplicarea acestei metode este legată de dificultăţi din cauza unei alegeri arbitrare, pînă acum, a formei pătratice de care depinde determinarea existenţei şi a domeniului stabilităţii. În articolul menţionat, cunoscutul savant I.S. Typkin, unul dintre fondatorii teoriei acestor sisteme şi Laureat al Premiului Lenin, expune o altă metodă pentru determinarea stabilităţii unui asemenea sistem. După cum se precizează de către I. S. Typkin, această metodă se bazează pe lucrările lui M.V. Popov, membru corespondent al Academiei R.P.R. [3], [4]. Această metodă înlătură inconvenientul semnalat mai înainte şi duce la determinarea unui domeniu larg de stabilitate. Ideile principale şi concluziile articolului se vor expune întrebuinţînd notaţiile din figura 1.

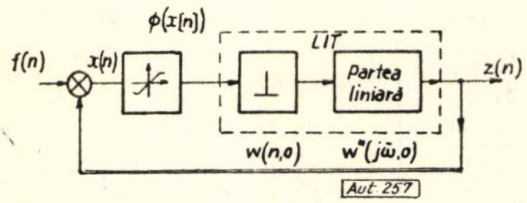


Fig. 1. Schema-bloc a unui sistem de reglare cu impulsuri neliniare [1].

Se presupune că caracteristica neliniară $\Phi(x)$ a elementului de impuls (fig. 2), satisface relaţiile :

$$\Phi(0) = 0; \quad 0 \leqslant \frac{\Phi(x)}{x} < k; \lim_{x \to \infty} \Phi(x) \neq 0. \qquad (1)$$

Partea liniară a sistemului se consideră stabilă.

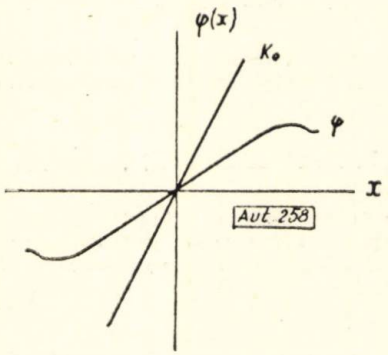


Fig. 2. Caracteristica neliniară $\Phi(x)$ a elementelor de impuls [1].

Sistemul din figura 1 este stabil dacă mărimea de intrare satisfăcînd condiţia :

$$\lim_{n \to 0} f[n] = 0 \qquad (2)$$

şi mărimea $x(n)$ satisface condiţia :

$$\lim_{n \to \infty} x[n] = 0. \qquad (3)$$

Dacă relaţia precedentă nu depinde de forma caracteristicii neliniare a elementului de impuls şi cere numai îndeplinirea condiţiilor (1), atunci denumim sistemul absolut stabil.
Typkin se ocupă de stabilirea unui criteriu simplu pentru această stabilitate absolută şi ajunge la următoarea teoremă : „Un sistem neliniar cu impulsuri a cărui caracteristică satisface relaţiile (1) şi a cărui parte liniară este stabilă este absolut stabil dacă relaţia : $Re\, W^*(j\bar{\omega}) > -\frac{1}{k}$ este satisfăcută".

Din această teoremă rezultă următoarea formulare pentru stabilitatea absolută.

Pentru stabilitatea absolută a unui sistem neliniar cu impulsuri este suficient ca diagrama $W^*(j\bar{\omega})$ a părţii liniare a sistemului să se găsească la dreapta liniei $-\frac{1}{K}$ (fig. 3).

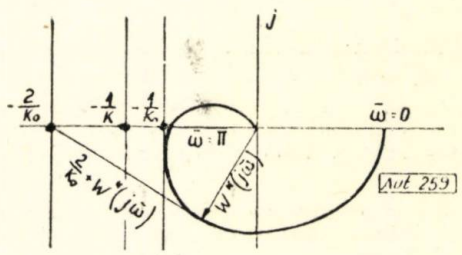


Fig. 3. Reprezentarea grafică a criteriului de stabilitate [1].

În timp ce pentru stabilitatea unui sistem liniar cu impulsuri era necesar şi suficient ca punctul $-\frac{1}{K}$, j_0 să nu fie înconjurat de caracteristica de frecvenţă $W^*(j\bar{\omega})$, pentru stabilitatea absolută a sistemelor cu impulsuri neliniare această condiţie nu este suficientă, trebuind ca această caracteristică să nu taie linia $-\frac{1}{K}$.

BIBLIOGRAFIE

[1] Typkin, I. S. Die absolute Stabilität nichtlinearer Imputsregelssysteme Regelungstechnik, apr., 1963.

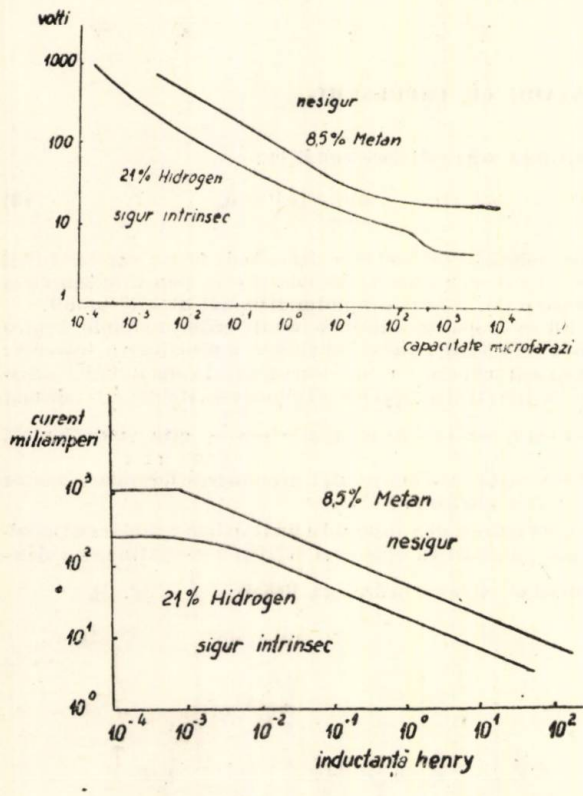
[2] Kalman, R. E. şi Bertram, I. E. Control system analysis- and design via. Second method of Lyapunov. Discrete-time systems. In : Journal of basic engineering, nr. 82, 1960.

[3] Popov, M. V. Criterii de stabilitate pentru sistemele neliniare de reglare automată. In : Studii şi cercetări energetice, nr. 9, 1959.

[4] Popov, M. V. Über die absolute Stabilität nichtlinearer Regelsysteme. In : Avtomatika i telemehanika, nr. 22, 1961.

ECHIPAMENT CU SIGURANŢĂ LA FUNCŢIONAREA ÎN MEDII INFLAMABILE ŞI EXPLOZIVE

Metoda care se dezvoltă în ultimul timp în Europa [1] este construirea echipamentului electric avînd securitate intrinsecă. Aceasta înseamnă că se dimensionează echipamentul astfel încît energia electrică în aparate şi circuite să fie sub



trice care asigură pentru diferite proporţii de gaze o siguranţă de funcţionare intrinsecă (fig. 1). Tendinţa actuală este să se împartă instalaţiile periculoase în trei categorii, specificîndu-se caracteristicile aparaturii care poate fi întrebuinţată :

Grupa 0. Atmosferă în pericol continuu de aprindere în interiorul rezervoarelor şi conductelor. Aparatura trebuie să fie intrinsecă sigură sau aprobată în mod specific.

Grupa I. În condiţii normale de funcţionare este probabilă o atmosferă inflamabilă. Echipamentul trebuie să fie sau intrinsec sigur, sigur la inflamare şi aprobat specific în ambele cazuri.

Grupa II. Procesul este sigur în funcţionare normală şi devine un pericol numai în cazuri puţin probabile de defecte mecanice în utilajul procesului. În acest caz presupunîndu-se existenţa unei ventilaţii satisfăcătoare şi a unei instalaţii întreţinută în foarte bune condiţii, prescripţiile sînt mult

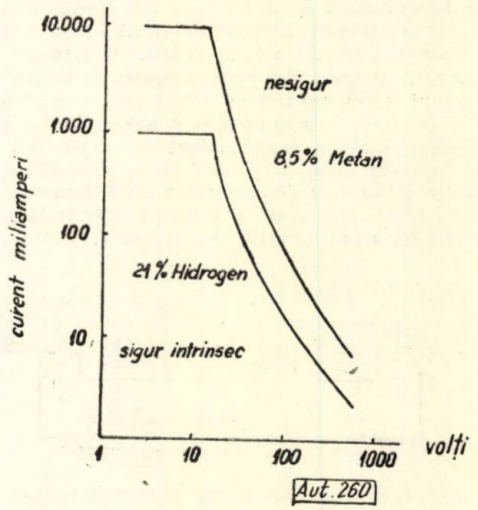


Fig. 1. Combinaţii de parametri pentru anumite gaze asigurînd o funcţionare intrinsecă sigură.

nivelul care ar produce aprinderea unei atmosfere inflamabile sau explozive atunci cînd circuitul se întrerupe sau apare un scurtcircuit. Acest nivel critic depinde de procentul de gaze în atmosferă, de tensiune, curent, precum şi de inductanţa şi capacitatea existentă în circuit.

Întrebuinţarea unei aparaturi cu siguranţă intrinsecă are trei avantaje faţă de alte metode : a) reducerea costului echipamentului ; b) reducerea costului cablurilor de legătură, aceasta atingînd 25-50% faţă de costul total şi c) reducerea cheltuielilor de întreţinere.

În această direcţie au fost efectuate numeroase cercetări în diferite ţări şi s-au stabilit caracteristicile circuitelor electrice mai puţin severe, apropiindu-se de acelea îndeplinite de obicei de aparatura electrică.

În legătură cu această problemă va apărea în curînd un raport internaţional întocmit de I.E.C. Subcomitetul 31G asupra construcţiei şi încercării aparaturii cu siguranţă intrinsecă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Barlow, D. H. Intrinsec safety. Its growing status in Europe. In : Control engineering, martie, 1963.

APLICAŢIILE INDUSTRIALE ALE CROMATOGRAFIEI ÎN FAZĂ GAZOASĂ [1]

Această metodă este nouă, primele aparate industriale datînd numai de cîţiva ani. Pentru a se analiza conţinutul unui amestec de trei gaze A, B, C, obţinut într-un proces industrial se antrenează o preluare periodică din acest amestec cu un gaz inert faţă de fiecare din componente. Acest curent de gaze este trecut printr-o coloană care cuprinde substanţe cu afinităţi elective de absorbţie faţă de fiecare din gazele $A,B.C$. În figura 1 s-a presupus că A nu este absorbit de loc şi deci această componentă va fi regăsită după un timp t_A la ieşirea din coloană. Produsul din coloană are o oarecare aviditate faţă de produsul B şi deci în acest caz există o probabilitate p_B ca acest produs să fie absorbit. În acest din urmă caz molecula B va trece—conform legii Henry — după un timp oarecare din nou în curentul gazos din coloană, şi iar va fi absorbită de produsul absorbant şi acest fenomen se va repeta de mai multe ori în funcţie de lungimea coloanei. În felul acesta produsul B va ajunge la detectorul D după un timp $t_A + t_B$. Aceeaşi situaţie se va produce pentru C şi dacă, cum s-a presupus, substanţa din coloană este mai avidă de C decît de B, atunci C va apărea la capătul coloanei după B. Dacă condiţiile de funcţionare, şi anume : lungimea coloanei, natura substanţei din coloană, viteza gazului de antrenare, temperatura etc. au fost bine alese, atunci aceste gaze apar pe rînd în faţa detectorului D. Înregistrînd răspunsul detectorului în funcţie de timp (fig. 1) se obţin o serie de curbe, care în anumite condiţii sînt curbe Gauss. Suprafeţele sînt corelate cu cantităţile respective din A,B,C. Este evident că aceste analize nu se pot efectua decît într-o perioadă mai mare decît timpul de trecere prin coloană a tuturor gazelor.

În ce privește execuția fizică, coloana este un tub metalic cu un diametru de cîțiva milimetri și cu o lungime putînd ajunge la cîțiva metri. Tubul este umplut cu substanță absorbantă, care poate fi foarte diferită, după gazele componente. Detectorul se bazează pe o diferență de proprietate între amestec și gazul de antrenare, de exemplu : coeficient

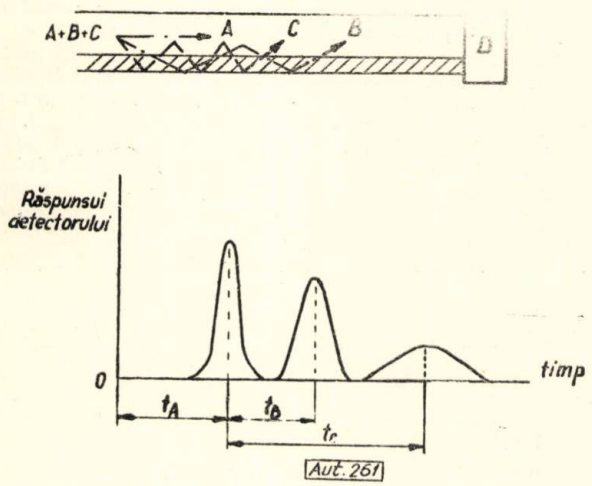


Fig. 1. Principiul cromatografiei în stare gazoasă [6].

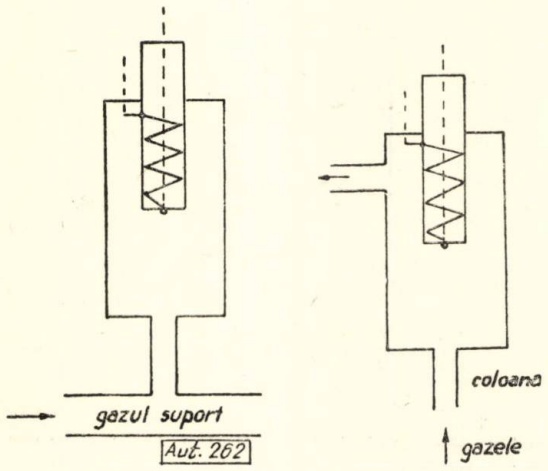


Fig. 2. Detector bazat pe conducție termică.

de conducție termică (cea mai întrebuințată), indice de refracție, constantă dielectrică, potențial de ionizare etc.

În prima metodă (fig.2) se provoacă variația temperaturii unui fir metalic încălzit printr-un curent electric. Variațiile de rezistență ale firului sînt întrebuințate apoi printr-o aparatură adecvată pentru înregistrare sau în circuite de reglare. În figura 3 se arată rezultatele obținute prin înregistrarea vîrfurilor repetate din analiza gazului unui furnal. În ce privește introducerea cromatografului direct în circuitul unei reglări, autorul indică mai multe posibilități dintre care reproducem pe aceea din figura 4 în care datele furnizate de cromatograf servesc pentru a modifica mărimea de intrare într-unul din circuitele de reglare ale procesului.

Literatura de specialitate cehoslovacă se ocupă, de asemenea, de această problemă [2].

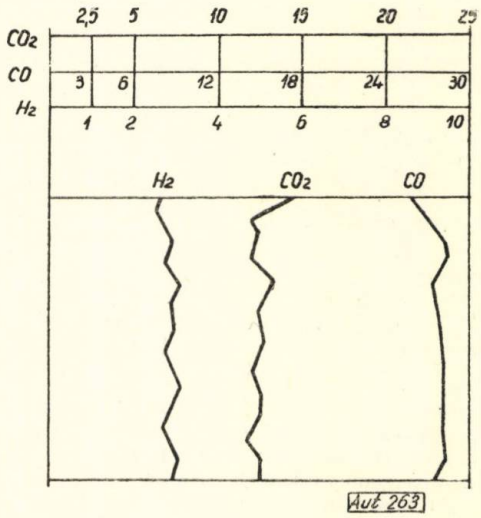


Fig. 3. Analiza gazului dintr-un furnal (înregistrare).

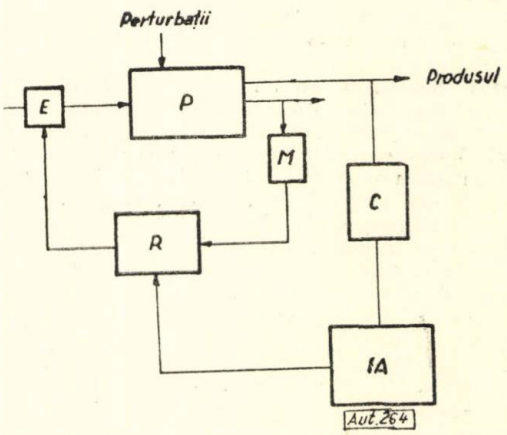


Fig. 4. Aplicarea cromatografului într-un sistem de reglare :

P – procesul tehnologic; *M* – elementul de măsură (de exemplu temperatura); *R* – regulator; *E* – element de execuție; *C* – cromatograful; *IA* – integrator analogic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Schoedler, C. Les aplications industrielles de la chromatographie en phase gazeuse. In : Le genie chimique, mai. 1963.

[2] Zavorka, I. Chromatografie a chromatografiké analyzatory. In : Automatizace, iunie, 1963.

ASUPRA PREȚULUI DE COST ÎN INDUSTRIA PIESELOR ELECTRONICE

Caracteristicile acestei industrii, cu toată diversitatea producției (semiconductoare, rezistențe, condensatoare, transformatoare etc.), sînt după A. Danzin [1] următoarele :

— o mare tehnicitate care are drept consecință importanța considerabilă a investițiilor și cheltuielilor de cercetare, necesitatea unui control pretențios al calității, stabilirea precisă a performanțelor ;

— realizarea de piese în serie foarte mare, uneori de ordinul milioanelor de bucăți pe lună, ceea ce necesită un număr mare de utilaje speciale, posibilitatea introducerii unei automatizări complete a procesului de producție, precum și necesitatea studierii continue a stabilității calității producției ;

— identitatea caracteristicilor dimensionale și electrice ale pieselor produse de diferite fabrici pentru a asigura interschimbabilitatea lor ;

— apariţia permanentă de soluţii tehnice noi, care face ca amortizarea instalaţiilor să fie determinată de demodarea soluţiilor tehnice şi nu de uzura utilajelor.

Din punctul de vedere al preţului de cost se arată rezultatele unei analize făcute într-o fabrică de produse electronice (fig. 1). Curba 1 reprezintă o producţie care este caracteri-

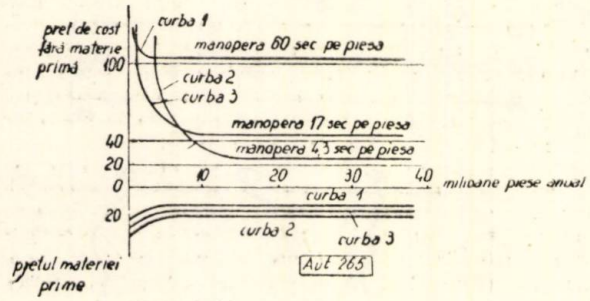


Fig. 1. — Curbe experimentale arătînd preţul de cost în funcţie de cantităţile şi metodele producţiei.

zată printr-o mare cantitate de manoperă la bancuri de lucru, de altfel bine studiate. Se vede că preţul de cost nu poate să scadă în acest caz — oricare ar fi producţia — sub o anumită limită caracterizată în această diagramă prin ordonata 100. Punerea în fabricaţie a unui produs nou cu o asemenea metodă necesită 6-9 luni. Manopera pe piesă este în acest caz de 60 s. Curba *2* reprezintă o producţie automatizată în care se elimină aproape complet orice intervenţie manuală. Manopera pe piesă este de 4,3 s şi organizarea unei asemenea producţii necesită 3 pînă la 5 ani. Curba *3* reprezintă o producţie realizată printr-o metodă intermediară — semiautomată. Manopera pe piesă este de 17 s şi organizarea unei asemenea producţii necesită 15 — 18 luni. În partea de jos a figurii 1 s-a arătat cum creşte jos consumul de materie primă pe piesă pentru diferitele moduri de producţie. Se observă că acest cost al materiei prime pe piesă creşte o dată cu automatizarea producţiei. Caietele de sarcini pentru materia primă sînt mai exigente în acest caz, maşinile producţiei automatizate fiind mult mai puţin tolerante decît în cazul unei producţii manuale. Pe baza acestor analize se indică în tabela 1 preţurile de cost (fără materie primă) pentru 4 volume de producţie anuală.

Tabela 1

Producţia anuală / Manopera pe piesă	1 mil.	4 mil.	10 mil.	25 mil.
60 s	125	123	122	120
17 s	150	75	64	60
4,3 s	>300	160	55	45

Pentru a se asigura dezvoltarea de perspectivă a unei industrii de piese electronice, se arată necesitatea organizării unor laboratoare de cercetări-servicii pentru metode tehnologice şi de atelier-pilot. Dacă cheltuielile de cercetare sînt luate drept unitate, cheltuielile cu celelalte două organizări reprezintă aproximativ 10 unităţi.

Actualmente, consumul cel mai mare de piese electronice este asigurat de aparatura de mare consum şi de calculatoare electronice. Piesele de acest fel destinate unei întrebuinţări profesionale sînt mult mai scumpe decît cele destinate primei întrebuinţări menţionate, uneori în raport de 3 : 1. Este deci importantă examinarea posibilităţii de a întrebuinţa producţia de mare serie şi pentru aparatura profesională. Sînt însă şi mari dificultăţi. Viaţa pieselor de mare consum, care era pînă acum de 4-5 ani, are o tendinţă netă de reducere şi este considerată acum aproape de 3 ani. În aceste condiţii producţia de echipament profesional poate întîmpina dificultăţi de procurare şi o creştere a preţului de cost al pieselor componente, de îndată ce dispare consumul principal pentru aceste piese. Acesta are repercusiuni aupra concepţiei generale a fabricaţiei echipamentului profesional. În concluzia articolului se arată că pentru a modifica preţul

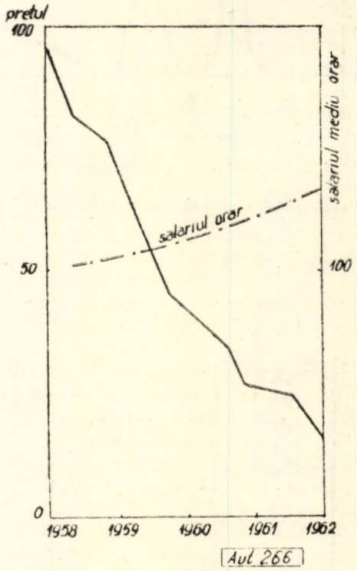


Fig. 2. Variaţia costului tranzistorului cu germaniu tip „mare consum".

de cost al pieselor electronice intervin trei fenomene principale: a) rapiditatea evoluţiei tehnice; b) creşterea producţiei şi c) automatizarea producţiei.

În figura 2 se arată variaţia costului tranzistorului cu germaniu în perioada 1958—1962, tip „mare consum". Pentru comparaţie s-a arătat şi variaţia costului manoperei specializate după indicii naţionali francezi.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dianzin, A. La formation des prix de revient dans l'industrie des composants électroniques. In: L'onde électrique, april, 1963.

I. Papadache

RECENZII

Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii. Proiectare. Scheme. Bucureşti, Editura tehnică. 1963, 670 pag., 490 fig., 233 ref. bibl.

Lucrarea de faţă, datorită unui colectiv de autori care lucrează în proiectare, cercetare şi în învăţămîntul superior, este o continuare a lucrării „Circuite cu tranzistoare", apărută în Ed. tehnică (1962) şi este dedicată unei probleme de mare actualitate pentru specialiştii din ţara noastră care se ocupă cu proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatelor, dispozitivelor şi instalaţiilor cu tranzistoare.

În lucrare, pe baza unei ample documentaţii şi pe baza propriei experienţe a autorilor, sînt prezentate unitar scheme şi metode de proiectare cu exemple de calcul pentru circuitele folosite în radioelectronică.

La începutul lucrării se dau date succinte asupra diferiţilor parametri ai tranzistoarelor care se utilizează în întreaga lucrare. Se prezintă apoi metode de proiectare a amplificatoarelor de audio şi video frecvenţă, frecvenţă intermediară, radio frecvenţă, frecvenţă ultraînaltă şi a amplificatoarelor de clasă *C*. Sînt tratate astfel toate categoriile de amplificatoare utilizate în telecomunicaţii.

Într-un capitol separat sînt prezentate oscilatoarele, detectoarele şi schimbătoarele de frecvenţă, precum şi modulatoarele.

O importanţă deosebită s-a acordat proiectării radio-receptoarelor cu modulaţie de amplitudine, cu modulaţie de frecvenţă şi cu ambele feluri de modulaţie.

De asemenea, o mare atenţie s-a dat televizoarelor, insistîndu-se asupra criteriilor şi consideraţiilor de proiectare a blocului de înaltă frecvenţă, baleiajului vertical şi orizontal, precum şi asupra reglajului automat al amplificării, comentîndu-se două scheme complete de televizoare cu tranzistoare.

Emiţătoarele de mică putere, care au o utilizare din ce în ce mai largă, sînt tratate într-un capitol special.

În partea finală a lucrării se prezintă metodele de proiectare a echipamentelor de curenţi purtători.

Lucrarea în ansamblu reprezintă un studiu complet al problemelor legate de proiectarea circuitelor cu tranzistoare, folosite în telecomunicaţii.

Prin numeroasele scheme şi metode de proiectare prezentate, finalizate prin exemple numerice, această lucrare prezintă o deosebită valoare pentru inginerii şi cercetătorii ştiinţifici care se ocupă cu studiul, proiectarea şi construcţia aparatelor şi instalaţiilor cu tranzistoare folosite în telecomunicaţii.

S. F.

V. STĂNESCU şi colab. **Tehnologia generală în industria electronică.** Bucureşti, Editura tehnică, 1963, 543 pag., 230 fig., 113 tab., 314 ref. bibl.

Dezvoltarea industriei electronice din ţara noastră ridică probleme deosebit de importante pentru îmbunătăţirea procesului de fabricaţie. Varietatea materialelor utilizate, tendinţa de miniaturizare şi de fabricare a blocurilor funcţionale, fabricaţia de serie mare cu posibilitate de automatizare, problemele sporite de siguranţă în funcţionare imprimă cerinţe speciale procedeelor tehnologice din industria electronică. În literatură se resimţea lipsa unei lucrări care să sintetizeze experienţa din industria noastră şi să reflecte stadiul de dezvoltare a proceselor tehnologice. Lucrarea „Tehnologia în industria electronică" apărută în Editura tehnică răspunde acestei necesităţi. Este de menţionat faptul că lucrarea prezintă un interes mai larg, tratînd unele probleme din industria electrotehnică şi mecanică fină, cît şi din domeniul automatizărilor complexe.

În lucrare sînt tratate procesele tehnologice preluate şi adecvate din tehnologia generală şi o parte din procesele tehnologice specifice industriei electronice. În rest, problemele specifice, ca tehnologia pieselor şi subansamblurilor radioelectronice vor fi tratate în alte două lucrări în curs de apariţie în Editura tehnică.

În capitolul I se expun probleme generale, indicîndu-se fazele de realizare a unui produs de la punerea în fabricaţie pînă la livrarea către beneficiar, dîndu-se noţiunile fundamentale asupra fazelor de asimilare, documentaţiei tehnice şi circuitului de fabricaţie.

În capitolul al II-lea se tratează tehnologia prelucrării metalelor. Se dau indicaţii generale asupra preciziei şi productivităţii prelucrărilor, asupra formelor de organizare a atelierelor şi asupra importanţei controlului de calitate. Urmează o descriere a principalelor metale utilizate în industria electronică (fontă, oţel, cupru) şi apoi se tratează procedeele de prelucrare. Capitolul se încheie cu descrierea principalelor tratamente termice, indicîndu-se instalaţiile de bază.

Capitolul al III-lea cuprinde tehnologia prelucrării pulberilor metalice. După descrierea materialelor utilizate în metalurgia pulberilor se tratează despre operaţiile pregătitoare presării pulberilor (dozare-omogenizare). Urmează descrierea sinterizării şi a aplicaţiilor importante ale metalurgiei pulberilor (ferite şi materiale magnetice dure).

Capitolul al IV-lea se ocupă de tehnologia prelucrării materialelor electroizolante. Aici se descriu principalele materiale utilizate în industria electronică, şi anume : materialele plastice, materialele ceramice, mica, azbestul, materialele fibroase şi răşinile de turnare. Sînt date tabele privind compoziţia materialelor, proprietăţile caracteristice, domeniile de utilizare, foarte utile proiectantului de aparataj electronic.

În capitolul al V-lea se tratează problema acoperirilor, fiind cunoscut faptul că durata de serviciu a aparatelor electronice este în mare parte determinată de rezistenţa materialelor la acţiunea agenţilor externi — această problemă fiind tratată pe un spaţiu suficient de larg. În capitol se face o analiză a condiţiilor de exploatare a produsului, funcţie de mediu, factori climatici şi agenţi nocivi, indicîndu-se acoperirea adecvată pentru diverse situaţii. Sînt indicate compoziţiile soluţiilor pentru diverse acoperiri şi tratamente pregătitoare, valori optime pentru temperatură şi timp.

Capitolul al VI-lea se referă la tehnologia îmbinărilor mecanice. Din acest capitol inginerii electronişti pot să-şi însuşească cunoştinţe de un real folos cu privire la construcţiile mecanice robuste şi adecvate producţiei de serie mare, la uşurinţa accesului la prese şi demontări în timpul reparaţiei, cît şi la comoditatea în exploatare.

Capitolul al VII-lea priveşte tehnologia realizării cadranelor, scalelor şi etichetelor. Se descriu procedeele tehnologice de realizare a semnelor de relief şi fără relief. Domeniul de aplicaţie fiind specific industriei electronice (aparate digitale, panouri frontale, receptoare, televizoare), indicaţiile sînt deosebit de utile.

În capitolul al VIII-lea se tratează despre materialele magnetice din punctul de vedere al compoziţiei, prelucrărilor, tratamentelor termice şi al domeniilor de utilizare. Sînt descrişi factorii care influenţează proprietăţile magnetice, adaosurile favorabile, cît şi impurităţile dăunătoare.

Ar fi fost indicată o considerare mai amplă a proceselor tehnologice utilizate pentru obţinerea de materiale magnetice cu coeficient redus de temperatură al permeabilităţii şi cu stabilitate în timp, utilizate în aparatura de electronică industrială.

În ansamblu, cartea este utilă unui cerc larg de specialişti din metalurgie, electrotehnică, mecanică fină şi electronică, chimie, tehnologilor şi proiectanţilor. Lucrarea va putea fi folositoare şi studenţilor din institutele de învăţămînt tehnic.

Lucrarea este elaborată de un colectiv de specialişti care au o bogată experienţă de uzină, care s-au lovit curent de probleme tehnologice în fabricaţie şi care au consultat o vastă bibliografie, în mare parte de dată recentă. Trebuie subliniat, de asemenea, efortul Editurii tehnice pentru apariţia unei lucrări originale şi complete de tehnologie.

I. I. Alexiu

I. GOGOAŞĂ şi M. ROMANITĂ. **Realizări noi în automatizarea maşinilor-unelte.** Colecţia Tehnica Nouă, Editura tehnică 1963, 205 pag., 153 fig., 14 ref. bibl.

Industria constructoare de maşini din ţara noastră realizează în prezent o gamă variată de maşini-unelte automate

şi semiautomate noi, care să asigure mecanizarea şi automatizarea proceselor de producţie în tehnologia prelucrărilor mecanice.

În scopul cunoaşterii noilor realizări din ţara noastră şi din străinătate în automatizarea maşinilor-unelte, despre mijloacele de automatizare şi tendinţa de dezvoltare a acestora, prin grija Editurii tehnice, s-a publicat lucrarea de faţă.

În lucrare sînt prezentate ultimele realizări în automatizarea ciclului de lucru al maşinilor-unelte şi instalaţiile de automatizare care se folosesc la maşinile cu comandă-program.

Lucrarea este alcătuită din patru capitole.

În capitolul I sînt prezentate principalele elemente şi dispozitive utilizate în automatizarea maşinilor-unelte ca traductoare, amplificatoare, regulatoare etc.

În capitolul II se prezintă diverse sisteme de automatizare a maşinilor-unelte, hidraulice, pneumatice, electrohidraulice şi electropneumatice şi sistemele de comandă moderne după programul înregistrat pe bandă perforată şi pe bandă magnetică. Se descriu aici diverse sisteme de control automat şi sisteme de alimentare automată.

Tipurile noi de maşini-unelte şi tendinţele în acest domeniu fac obiectul capitolului III unde sînt prezentate strunguri cu comandă cifrică după program, maşini de frezat după program, maşini de găurit şi alezat, maşini de rabotat, maşini de prelucrat roţi dinţate folosind diverse sisteme automate de comandă. Tot în acest capitol sînt descrise diverse mese necesare maşinilor-unelte pentru comandă după program, mecanismele pentru comanda după program a mişcărilor meselor de lucru ale maşinilor-unelte, precum şi maşinile de prelucrat prin electroeroziune şi cu ultra sunete.

În capitolul IV al lucrării sînt descrise cîteva tipuri de maşini-unelte agregate şi cîteva noţiuni legate de practica de proiectare, de execuţie şi de exploatare a celor mai noi realizări în domeniul liniilor automate.

Lucrarea este de un real folos inginerilor, tehnicienilor din uzinele constructoare de maşini-unelte şi din institutele care proiectează aceste maşini, precum şi pentru studenţii care se specializează în acest domeniu.

Ea este scrisă la un nivel ce este accesibilă şi specialiştilor cu o cultură tehnică medie.

S. F.

A. I. KITOV şi M. A. KRINITKI. **Maşini electronice cifrice şi programarea** (*traducere din limba rusă*). Bucureşti, Editura tehnică 1963, 526 pag., 112 fig. 46 ref. bibl.

Dezvoltarea tehnicii electronice de calcul în ţara noastră, introducerea maşinilor de calcul pe scară tot mai largă în numeroase domenii ale economiei naţionale, ca urmare a sarcinilor trasate de Congresul al III-lea al P.M.R., impune pregătirea unui număr cît mai mare de specialişti care să construiască, să exploateze şi să întreţină aceste maşini.

În acest scop, prin grija Editurii tehnice, pe lîngă alte lucrări originale sau traduceri privind maşinile de calcul, s-a tradus lucrarea de faţă, în care sînt expuse principiile aritmetice, logice şi tehnice care stau la baza construcţiei maşinilor electronice de calcul numerice.

Lucrarea este împărţită în 12 capitole precedate de un capitol introductiv.

După capitolul introductiv, unde se prezintă pe scurt etapele de dezvoltare a maşinilor de calcul şi aplicaţiile acestora, se trece la capitolul I, în care sînt expuse bazele aritmetice ale maşinilor electronice cifrice. Se prezintă sistemele de numeraţie poziţională cel mai mult folosite, conversiunea numerelor dintr-un sistem în altul, metodele de înregistrare a numerelor în dispozitivul de memorie, sumatoarele binare şi operaţiile aritmetice în diverse coduri.

În capitolul II sînt prezentate noţiunile de bază privind logica matematică şi modul de alcătuire a schemelor maşinilor electronice cifrice, precum şi sinteza circuitelor logice.

Capitolul III se ocupă de principiile tehnice ale construcţiei maşinilor electronice cifrice. Se prezintă aici principalele tipuri de maşini electronice cifrice sovietice, şi anume : maşinile BESEM, STRELA, URAL, M-3.

În capitolul IV sînt prezentate direcţiile de dezvoltare a maşinilor de calcul cifrice.

În capitolele V, VI şi VII sînt prezentate principiile fundamentale ale programării pentru maşinile electronice cifrice cu o singură adresă şi cu trei adrese cu ordinea naturală de executare a instrucţiunilor. Se dau numeroase exemple de alcătuire a programului, în majoritate pentru maşina cifrică STRELA.

În capitolul VIII sînt expuse particularităţile metodelor de control în diverse stadii de pregătire şi rezolvare a problemelor cu ajutorul maşinilor cifrice.

Capitolul IX tratează transformările formale ale schemelor locale ale programelor.

Capitolul X cuprinde programele de programare, bazate pe metoda de programare operaţională. Se descrie unul dintre cele mai dezvoltate programe de programare operaţională cunoscută sub denumirea PP-S pentru maşina STRELA.

În capitolul XI se prezintă aplicaţiile nearitmetice ale maşinilor electronice cifrice ca : traducerea dintr-o limbă în alta, maşini de joc, maşini pentru imitarea unui reflex condiţionat.

Capitolul XII, în plus faţă de lucrarea originală, cuprinde caracteristicile principale şi sistemele de instrucţiuni ale maşinilor cifrice construite în ţara noastră (CIFA-3, CIFA-100, MECIPT-1).

Lucrarea de faţă, de nivel superior, care cuprinde cele mai noi realizări în tehnica electronică de calcul cifric, constituie un tratat de bază pentru specialiştii care proiectează, şi construiesc maşini de calcul cifrice.

S. F.

V. V. STAGHER. **Semiconductoare în schemele de impulsuri şi de comutaţie**. Moscova, Gosenergoizdat, 1963, 190 pag. 30 ref. bibl.

Autorul lucrării şi-a propus să cerceteze toate schemele principale de comutaţie, pe baza unei metode unice, accesibilă oricărui inginer cu cunoştinţe elementare de teoria circuitelor electrice. Astfel, la baza analizei schemelor sînt puse metodele teoriei cvadripolului autonom şi neautonom şi metodele transformării Laplace.

În primul capitol al lucrării, format din nouă paragrafe, sînt examinate procesele electrice în tranzistoare, în cazul unui semnal de intrare mic şi în cazul unui semnal mare. În atenţia acestui capitol sînt probleme legate de procesele fizice din tranzistoare, de caracteristicile de frecvenţă ale tranzistorului şi de regimul de comutaţie a tranzistorului.

Capitolul al doilea cuprinde 13 paragrafe şi se ocupă de stabilitatea şi regimurile tranzitorii în schemele de comutaţie cu tranzistoare. Tot aici se tratează generatoarele şi generatorul autoblocat cu tranzistoare.

Obiectul capitolului al treilea îl formează schemele bistabile şi astabile realizate cu tranzistoare.

O problemă aparte care nu este legată de metodologia generală a primelor trei capitole o formează ultimul, cel de-al patrulea capitol al lucrării, care tratează problema sintezei structurale a schemelor logice, utilizînd aparatu algebrei logice.

Tratarea într-o singură lucrare a analizei şi sintezei schemelor logice şi a calculului electric al schemelor regenerative reprezintă o încercare de unificare a acestor două probleme ale schemelor de comutaţie cu tranzistoare.

Această unificare, după părerea autorului, este deosebit de importantă pentru a putea proiecta scheme de comutaţie optimale, atît din punct de vedere electric, cît şi din punct de vedere logic.

Lucrarea este deosebit de valoroasă deoarece pune la dispoziţia proiectanţilor de scheme logice formulele matematice necesare calculului optimal al acestor scheme.

Lucrarea se adresează unui cerc larg de ingineri care lucrează în domeniul automaticii, electronicii şi tehnicii calculului.

I. S.

M. A. SAPOJNICOV. **Semnalul verbal în cibernetică şi comunicaţii.** Moscova, Sviazizdat, 1963, 452 pag., 715 ref. bibl.

Autorul lucrării de faţă şi-a propus drept scop analiza critică, unificarea şi generalizarea materialului numeros apărut în acest domeniu.

Lucrarea cuprinde două părţi. Partea întîi, denumită „Comunicări verbale şi semnul verbal", cuprinde cinci capitole.

În această parte a lucrării sînt tratate problemele legate de problemele generale ale teoriei informaţiei, formarea vorbirii, principiile de transformare şi percepere a vorbirii, caracteristicile limbii ruse. Această parte a lucrării cuprinde materialul pe baza căruia este construită teoria compresiei şi a dilatării volumului semnalului verbal, recunoaşterea automată a semnalului verbal, precum şi sinteza vorbirii.

Partea a doua a lucrării, denumită „Modificarea volumului semnalului verbal, recunoaşterea automată şi sinteza vorbirii", cuprinde douăsprezece capitole.

În această parte a lucrării sînt examinate metodele de comprimare şi dilatare a semnalului verbal, metodele compoundării directe şi limitările compoundării lingvistice şi parametrice. De asemenea, se tratează problema recunoaşterii şi sintezei vorbirii. În metodele parametrice sînt tratate metodele armonice şi metodele formante. Se acordă o importanţă deosebită problemelor tonului de bază. Sînt tratate problemele utilizării acestor metode atît în comunicaţii cît şi în scopurile automaticii şi ciberneticii. În particular, sînt tratate problemele comenzii verbale şi problemele maşinilor care vorbesc şi citesc.

În anexe sînt examinate metodele de analiză a semnalelor verbale, aparatura şi criteriile de apreciere a calităţii vorbirii transformate.

Tot aici se tratează şi problemele de terminologie.

Lucrarea se adresează specialiştilor care lucrează în domeniul comunicaţiilor, automaticii şi ciberneticii şi în domenii înrudite cu acestea.

I. S.

Maşini de calcul combinate. Moscova, Ed. Akademii Nauk S.S.S.R., 1962, 292 pag.

Lucrarea reprezintă o culegere de comunicări ţinute la cea de-a doua conferinţă unională de teorie şi metode ale modelării matematice, care s-a ocupat de problema maşinilor de calcul combinate din elemente analogice şi numerice.

Comunicările cuprind problemele teoretice ale calculatoarelor combinate, principiile constructive ale analizoarelor diferenţial numerice, metodele teoretice şi construcţia convertizoarelor analog-numerice şi numeric-analogice şi, de asemenea, problemele legate de elementele maşinilor analogice şi numerice.

Lucrarea este formată din şapte părţi.

În prima parte sînt cuprinse comunicările care se ocupă de principiile generale ale maşinilor combinate şi de utilizarea acestor maşini în rezolvarea problemelor matematice ale automaticii.

Partea a doua şi a treia a culegerii cuprinde comunicările care se referă, în general, la clasa maşinilor numerice denumite modele numerice şi, în particular, la analizoarele diferenţiale numerice. Sînt descrise o serie de analizoare diferenţiale numerice construite în diferite instituţii.

În partea a patra sînt cuprinse lucrările care se referă la problemele legate de convertoarele analog-numerice şi numeric-analogice. Se accentuează în mod deosebit probleme legate de precizia convertoarelor.

Partea a cincea a culegerii se ocupă de probleme legate de utilizarea maşinilor de calcul în optimizarea sistemelor de conducere automată.

În mod deosebit sînt descrise metodele de utilizare a calculatoarelor analogice în sinteza sistemelor de conducere automată, optimale în sensul vitezei de răspuns.

De asemenea, sînt dezbătute problemele legate de maşinile analogice cu repetarea soluţiei şi problemele legate de utilizarea amplificatoarelor operaţionale. Aceste probleme sînt cuprinse în partea şasea a culegerii.

Ultima parte, a şaptea, cuprinde comunicările legate de unele probleme speciale ale tehnicii calculului analogic, cum ar fi unele metode noi de căutare a rădăcinilor polinoamelor algebrice, problemele legate de construcţia blocurilor neliniare şi utilizarea metodelor numerice în comanda maşinilor analogice etc.

Cartea prezintă interes pentru specialiştii care se ocupă de construcţia maşinilor şi a dispozitivelor de calcul, de asemenea, pentru specialiştii care lucrează în domeniul conducerii automate.

I. S.

V. V. SOLODOVNIKOV, P. S. MATVEEV, I. S. VALDENBERG şi V. M. BABURIN. **Tehnica calculului utilizată în cercetarea şi calcularea sistemelor de conducere automată prin metode statistice.** Moscova, Maşghiz, 1963, 163 pag., 71 fig., 29 ref. bibl.

Lucrarea de faţă reprezintă o dezvoltare a comunicării făcute de autori la primul congres IFAC de la Moscova.

În carte sînt descrise principiile teoretice şi soluţiile tehnice ale unui complet de aparatură de maşini de calcul, destinate prelucrării semnalelor aleatoare pentru obţinerea caracteristicilor dinamice ale sistemelor de conducere automată.

De asemenea, lucrarea cuprinde cunoştinţele necesare din dinamica statistică pentru analiza şi sinteza sistemelor de conducere automată.

Primul capitol cuprinde cinci paragrafe şi se ocupă de o serie de cunoştinţe din teoria funcţiilor aleatoare, ceea ce dă posibilitatea consultării acestei lucrări cu cunoştinţe matematice potrivit programului institutelor superioare tehnice.

În al doilea capitol, care cuprinde patru paragrafe, sînt descrise bazele matematice ale determinării funcţiei de corelaţie pe baza datelor experimentale.

Maşina de calcul specializată, destinată determinării funcţiei de corelaţie pe baza datelor experimentale — corelograful NK-200 — face obiectul celor trei paragrafe din capitolul al treilea.

În capitolul al patrulea, care cuprinde şase paragrafe, sînt descrise metodele statistice utilizate în determinarea caracteristicilor dinamice. Se tratează această problemă atît pentru obiecte cu o singură intrare şi o ieşire, cît şi pentru obiecte cu mai multe intrări şi mai multe ieşiri.

În capitolul al cincilea, care cuprinde cinci paragrafe, se descrie calculatorul specializat pentru rezolvarea ecuaţiilor integrale, denumit „sintezator".

Obiectul capitolului al şaselea, format din două paragrafe, este filtrul comandat, realizat cu linii de întîrziere.

Capitolul al şaptelea se ocupă de analiza preciziei sistemelor de conducere automată.

În ultimul capitol al lucrării, al optulea, se descriu metodele de utilizare a calculatoarelor numerice universale pentru determinarea caracteristicilor dinamice şi sinteza sistemelor de conducere automată prin metodele statistice.

Deoarece cunoaşterea caracteristicilor dinamice ale obiectelor reprezintă un factor hotărîtor în rezolvarea cu succes a automatizării obiectelor, lucrarea de faţă va fi de un real folos inginerilor şi cercetătorilor care se ocupă cu determinarea caracteristicilor dinamice ale obiectelor fizice.

I. S.

F. A. GORIAINOV. **Maşini electrice amplificatoare** (teorie şi calcul). Moscova-Leningrad, Editura energetică de stat, 1962, 288 pag.

Maşinile electrice amplificatoare se folosesc ca element de bază în tehnica reglajului automat al acţionărilor electrice industriale şi al sistemelor energetice. Cu toată pătrunderea crescîndă în instalaţiile de automatizare a altor tipuri de amplificatoare, mai ales magnetice şi cu semiconductoare, maşina electrică amplificatoare rotativă continuă să fie încă principalul tip de amplificator folosit în instalaţiile industriale şi energetice, datorită robusteţei şi siguranţei sale în funcţionare, relativ ridicate.

Situîndu-se în rîndul maşinilor electrice speciale „clasice" şi suscitînd un interes mereu crescînd în rîndurile specialiştilor care lucrează în domeniul automaticii industriale, maşinile amplificatoare au devenit în ultimii ani subiectul mai multor lucrări de întindere mică şi medie, printre care se numără şi lucrarea lui F. A. Goriainov.

Avînd la bază lucrările ştiinţifice ale autorului, legate de studiul şi de dezvoltarea maşinilor electrice amplificatoare, o vastă bibliografie compusă mai ales din lucrări de bază în acest domeniu, precum şi cursul de maşini electrice amplificatoare şi regulatoare predat de autor în cadrul Institutului energetic din Moscova, această carte este una dintre cele mai complete apărute pînă acum, analizînd toate tipurile de maşini electrice amplificatoare cu colector, de o oarecare importanţă practică.

În introducerea cărţii se face istoricul dezvoltării maşinilor electrice amplificatoare, după care, în primele două capitole, se dau unele noţiuni generale, referitoare la definirea, clasificarea, folosirea şi caracterizarea (prin parametrii de calitate) acestor maşini, exemplificîndu-se cu cîteva scheme tipice principalele funcţii ale maşinilor electrice amplificatoare în sistemele de automatizare. Se trece apoi, în capitolul al II-lea, la studiul parametrilor de bază ai maşinilor amplificatoare şi la studiul dependenţei acestor parametri de geometria maşinii şi de anumite modificări ale maşinii, în cazul generatorului de curent continuu folosit ca maşină amplificatoare cu un etaj. În capitolul următor se examinează problema măririi factorului de calitate al generatorului de curent continuu prin folosirea reacţiei pozitive (maşini amplificatoare cu autoexcitaţie critică) sau prin conectarea în cascadă a mai multor maşini amplificatoare.

În capitolul al V-lea se trec în revistă maşinile electrice amplificatoare cu mai multe etaje realizate cu mai multe generatoare de curent continuu cu circuite magnetice distincte şi indusuri distincte. Însă majoritatea maşinilor amplificatoare se realizează mai compacte, cu un singur circuit magnetic şi cu un singur indus, realizînd astfel o mult mai bună utilizare a materialelor active. Astfel, în capitolul al VI-lea se studiază mai amănunţit maşinile amplificatoare cu două şi cu trei etaje de amplificare, folosind un circuit magnetic tetrapolar şi indus buclat tetrapolar, maşini numite, de obicei, cu cîmp longitudinal, iar în capitolul al VII-lea se studiază pe larg cea mai răspîndită maşină electrică amplificatoare, maşina cu cîmp transversal, numită amplidină.

În ultimele două capitole ale lucrării sînt examinate cîteva tipuri speciale de maşini amplificatoare de curent continuu — magniconul, magnavoltul cu două şi cu trei etaje, maşina amplificatoare combinată cu amplificator magnetic şi autodina — maşină comutatoare comandată — şi cîteva tipuri de maşini amplificatoare de curent alternativ cu colector.

Trebuie relevat faptul că, pentru fenomenele de bază şi pentru tipurile fundamentale de maşini electrice amplificatoare, în lucrare se dezvoltă şi metodici de calcul, iar pentru maşina amplificatoare, cea mai mult folosită — amplidina — metodica este însoţită de un exemplu de calcul amănunţit.

Deşi cartea este destinată, în special, studenţilor facultăţilor de electrotehnică şi de energetică, este foarte utilă şi inginerilor care lucrează în domeniul construcţiei de maşini electrice şi de proiectare a sistemelor de reglare automată. Rezultat al unei munci intense de sistematizări succesive, cartea lui F. A. Goriainov îmbină o largă accesibilitate cu o bună aprofundare a tuturor fenomenelor de bază ale teoriei maşinilor electrice amplificatoare. Materialul ilustrativ sugestiv, compus din aproape 140 de figuri, şi notaţiile unitare şi consecvente uşurează foarte mult urmărirea expunerii. Bibliografia citată, formată din 100 de titluri, cuprinde cele mai reprezentative lucrări referitoare la teoria şi la calculul maşinilor electrice amplificatoare.

M. A.

F. H. CALDWELL. **Circuite de comutaţie şi proiectare logică.** New York, J. Wiley, traducere în limba rusă, 1962, 737 p., 5 anexe, 515 fig.

Autorul acestei cărţi. F.H. Caldwell, este profesor de electrotehnică la cunoscuta Politehnică din Massachusetts (S.U.A.) şi se afirmă ca un cercetător de seamă în domeniul schemelor cu contacte.

Lucrarea abordează proiectarea logică a schemelor cu contacte şi relee, domeniu atît de actual prin numeroasele aplicaţii pe care le are în automatizările industriale şi în proiectarea calculatoarelor electrice.

Cartea este constituită dintr-o introducere, 15 capitole şi 5 anexe.

În primele capitole se prezintă proprietăţile releelor şi unele dintre proprietăţile schemelor cu relee, construcţia releelor, şi se face o introducere în algebra schemelor cu contacte şi relee.

Capitolul al IV-lea abordează problema schemelor formate din relee dispuse în serie şi în paralel, într-un mod oarecare, precum şi problema simplificării unor astfel de scheme.

Se studiază, de asemenea, şi problema unor structuri în punte sau X.

Problema minimizării schemelor constituie obiectul capitolului al V-lea, care cuprinde metoda descrierii funcţiilor logice cu ajutorul numerelor, metode grafice de reprezentare a funcţiilor boolene, metoda tabelelor (a lui M. Karnaugh). Se studiază în particular funcţiile de un număr mai mare de variabile, funcţii care nu pot fi studiate uşor cu metoda tabelelor.

Capitolul al VI-lea studiază structurile în care apar contacte multiple. Se dau metode de sinteză algebrice şi alte metode, cu ajutorul cărora se arată modul în care pot fi realizate schemele structurale.

Capitolul al VII-lea se ocupă de funcţiile simetrice.

Capitolul al VIII-lea studiază problema structurilor care nu sînt serie-paralel.

Capitolul al IX-lea studiază problema interesantă a circuitelor care utilizează elemente electronice de diverse tipuri (în special semiconductoare). Se prezintă elementele fizice care intervin (diode, tuburi electronice etc.), arătîndu-se cum pot fi studiate schemele logice în care intervin aceste elemente.

Codurile formează obiectul capitolului al X-lea. Se studiază şi matricea de trecere de la un cod la altul.

Reţelele iterative sînt abordate în capitolul al XI-lea, capitolul al XII-lea fiind rezervat sintezei structurilor cu relee care funcţionează în mai mulţi timpi.

Un capitol special este rezervat pentru releele cu repetiţie, iar un altul releelor realizate cu dispozitive electronice; ultimul capitol studiază problema dispozitivelor de impulsuri şi cu relee în mai mulţi timpi.

La fiecare capitol în parte se dau numeroase exemple şi probleme.

Lucrarea este redactată într-un mod simplu şi abordează majoritatea problemelor care apar în practica schemelor cu contacte şi relee şi este cu atît mai interesantă, cu cît nu este redactată la un nivel de generalităţi matematice, ci se citeşte cu uşurinţă, menţinîndu-se în permanenţă contactul cu practica inginerească.

E. N.

V. I. LOSKUTOV. **Maşini matematice de conducere.** Moscova, Maşghiz, 1962, 388 p., 225 fig., 133 ref. bibl.

În ultimul timp, maşinile matematice de conducere intervin tot mai mult în domenii de activitate foarte diverse. Lucrarea de faţă îşi propune să descrie principalele caracteristice ale maşinilor de conducere şi de calcul în legătură cu utilizarea lor în procesele tehnologice.

Întreaga lucrare este împărţită în două părţi. Prima parte se ocupă cu bazele construirii maşinilor matematice de conducere, iar partea a doua este consacrată utilizării tehnicii de calcul pentru conducerea proceselor tehnologice şi industriale.

Prima parte, care conţine 130 de pagini, este formată din trei capitole.

În primul capitol se expun principiile generale de construcţie ale maşinilor de conducere. Se pleacă de la schema structurală a unei astfel de maşini, arătîndu-se şi principalele tehnici utilizate actualmente pentru optimizarea proceselor industriale în care intervin puţini parametri. Se face, totodată, o clasificare a maşinilor de conducere.

În capitolul 2 se prezintă noţiunile de bază ale teoriei informaţiei, în legătură cu procesele de conducere. Se introduc

astfel noţiunea de probabilitate şi noţiunea de entropie. Se defineşte entropia şi pentru cazul continuu, dîndu-se şi unele exemple de aplicare a teoriei informaţiei în transmiterea rezultatelor unor măsuri. Ultimul paragraf al acestui capitol se ocupă de circulaţia informaţiei în interiorul calculatoarelor.

În ultimul capitol al primei părţi se descriu elementele fundamentale ale calculatoarelor. Astfel se descriu elementele aritmetice şi dispozitivele de memorie întîlnite mai des în calculatoare. După cum este şi firesc, se face apel la unele cunoştinţe de logică matematică, ceea ce permite realizarea şi înţelegerea diverselor elemente care intervin în calculatoarele electronice.

Partea a doua a lucrării începe cu un capitol privind utilizarea maşinilor de conducere şi de calcul în transporturile feroviare. Se descriu maşina „automaşinist" pentru conducerea automată a mişcării locomotivei, ca şi experienţe recente privind conducerea automată a metropolitanului.

Se descriu, de asemenea, unele experienţe privind automatizarea transporturilor feroviare în alte ţări, insistîndu-se, cum este şi firesc, asupra rezultatelor obţinute în Uniunea Sovietică.

Într-un alt capitol se prezintă problema utilizării calculatoarelor şi a maşinilor de conducere în industria metalurgică, la cuptoare, la furnale, în cocserii şi chiar pentru automatizarea unor instalaţii speciale.

De asemenea, se acordă atenţie industriei prelucrătoare, ca şi industriei chimice, descriindu-se o serie întreagă de dispozitive specifice utilizate pentru conducerea maşinilor-unelte şi a instalaţiilor chimice.

Într-o serie de alte capitole, de dimensiuni mai mici, se arată cum pot fi utilizate calculatoarele electronice în energetică, în prelucrarea datelor obţinute din diferite procese tehnice şi industriale, ca şi, în general, pentru obţinerea unor soluţii optimale în problemele tehnice.

În ultima parte a lucrării se arată rezultatele obţinute în alte ţări în ceea ce priveşte conducerea proceselor industriale şi, de asemenea, se arată care sînt principalele căi de dezvoltare a maşinilor matematice de conducere şi a sistemelor de conducere centralizată în econonia naţională a Uniunii Sovietice.

Lucrarea fiind redactată într-un mod deosebit de accesibil se adresează unor cercuri largi de ingineri, fiind utilă tuturor acelora care urmăresc automatizarea unor procese industriale şi care se ocupă, în general, de problemele ciberneticii şi automaticii.

E.N.

Probleme de cibernetică, nr. 9, 1963, 360 p.

Noul număr al publicaţiei Comitetului Academiei de Ştiinţe a Uniunii Sovietice pentru complexul de probleme „Cibernetica" (preşedintele Comitetului fiind acad. A. I. Berg) cuprinde un material foarte variat şi interesant, grupat în zece rubrici, şi anume : probleme generale, sisteme de conducere, teoria informaţiei şi codare, programare, teoria jocurilor, problemele economiei matematice, procese de conducere în organismele vii, problemele lingvisticii matematice, scurte informaţii şi cronică.

Semnificativ este faptul că, deşi au trecut 15 ani de la apariţia lucrării lui Northbert Wiener „Cybernetics", totuşi se discută încă mult despre problemele fundamentale ale ciberneticii. În numărul de faţă al publicaţiei „Probleme de cibernetică", cunoscuţii cibernetic ieni sovietici A. A. Leapunov şi S. V. Iablonskii publică un studiu intitulat „Problemele teoretice ale ciberneticii", în care consideră noţiunea de sistem de conducere, cu subpuncte privind calculatoarele, reţelele nervoase, algoritmii de realizare etc. Autorii abordează şi problema fundamentală a ciberneticii. Se ocupă, de asemenea, de teoria informaţiei şi prezintă sub forma unei tabele legătura dintre diferitele probleme ale ciberneticii, aparatul matematic, cibernetica tehnică, economie, lingvistică, biologie etc. Acest articol este deosebit de interesant prin perspectivele pe care le deschide şi fără îndoială va suscita discuţii largi.

Desigur că nu este cu putinţă ca în această recenzie să fie analizate toate articolele din publicaţie. Merită să semnalăm faptul că E. I. Neciporuk se ocupă de problema sintezei schemelor cu ventile, iar M. M. Bongart, cunoscut pentru lucrările sale mai vechi în domeniul programării speciale a calculatoarelor electronice, abordează noţiunea de informaţie utilă.

În ceea ce priveşte programarea, Podlovcenko studiază o anumită problemă de programare ciclică.

O problemă analogă este abordată de către Ter-Mikaelian. În domeniul teoriei jocurilor, Golunkov stabileşte un algoritm şi un program pentru problema labirintului.

N. P. Buslenko studiază modelarea proceselor de producţie cu ajutorul calculatoarelor digitale.

În ceea ce priveşte problemele de conducere din organismele vii, S. A. Medvedev studiază problema „greşelilor" care pot să apară în acizii nucleici şi în albumine, şi importanţa biologică a acestor „greşeli".

În domeniul lingvisticii matematice, N. A. Balandina prezintă un analizor pentru traducerea automată, iar A. M. Kondratov studiază entropia ritmului din poezia rusă.

La rubrica „scurte informaţii" se dau note ştiinţifice în legătură cu problemele ciberneticii.

Ultima parte, cronica, informează pe cititori despre coordonarea muncii ştiinţifice de cercetare în domeniul ciberneticii în Ucraina. În această direcţie, în decembrie 1961, prezidiul Academiei de Ştiinţe din Ucraina a creat Consiliul ştiinţific pentru complexul de probleme „Cibernetica", preşedinte fiind V. M. Gluşkov, membru al Academiei de Ştiinţe a R. S. S. Ucrainene.

Se dau informaţii despre seminarul de cibernetică de la Universitatea de stat din Moscova şi de la Institutul de matematică din Novosibirsk. Cititorii sînt, de asemenea, informaţi despre activitatea cibernetică de la Universitatea din Vladivostok, ca şi despre Conferinţa care a avut loc la Moscova, între 1 şi 2 iunie 1962, cu privire la problemele filozofice ale ciberneticii.

E.N.

DOCUMENTARE

H. Kortum. **Contribuţii la teoria generală a sistemelor şi despre metoda grafurilor.** In : Automatisierung Z. m.s.r., nr. 1, 1963.

Se tratează despre noţiunea de sistem, despre corelaţia şi delimitările dintre mecanizare şi automatizare. Dezvoltarea teoriei comenzii automate a arătat că această teorie este aplicabilă chiar şi elementelor în sine, nu numai sistemelor complexe în ansamblu. Sistemele complexe de automatizare sînt construite din elemente care la rîndul lor execută operaţii mecanizate de prelucrare de informaţii, de materiale sau energii şi din linii de comunicaţie pe care sînt transportate materiale şi energii, respectiv informaţii.

În legătură cu funcţiile de transfer ale elementelor se arată că maşinile automate de calcul analoge şi digitale nu sînt încă în stare să calculeze o asemenea funcţie, dîndu-li-se datele de bază ale unui sistem. Metoda modernă a grafurilor reprezintă un ajutor în scrierea funcţiei de transfer şi a sistemului de ecuaţii simultane după cum rezultă din metoda elaborată de Y. Chow şi E. Cassignol, precum şi în alte lucrări indicate în ampla listă bibliografică a acestui articol.

J. Veprek. **Debitmetrul cu termistoare.** In: Automatisierung Z.m.s.r., nr. 5, 1963.

Se face o descriere a construcţiei aparatului, precum şi a sistemului de stabilizare a temperaturii care, împreună cu debitul, influenţează rezistenţa termistorului. Aceasta reprezintă apoi una din laturile unei punţi Wheatstone, alimentată printr-un redresor stabilizat.

Tensiunea de la ieşirea punţii este proporţională cu debitul ce trece prin tubul de măsură al traductorului.

Pot fi măsurate debite mici de apă cuprinse între limitele 0,005 şi 4,0 l/h, precum şi debite mici de aer cuprinse între 6,1 şi 20 l/h.

Termistorul fiind protejat cu un strat de sticlă, aparatul poate fi folosit pentru medii inflamabile, corosive şi explozive. Autorul a mai construit şi un anemometru cu termistor care măsoară viteze ale aerului de 0,02—6 m/h.

Totodată acest aparat poate măsura şi temperaturi între 5 şi 55°C.

Prin schimbarea valorii curentului de încălzire al termistorului, se obţine funcţionarea aparatului în cele două regimuri, anemometru, respectiv termometru.

H. Rüdiger. **Experimentarea unui traductor capacitiv de nivel.** In: Automatisierung Z.m.sr., nr. 5, 1963.

Funcţionarea unui asemenea aparat se bazează pe variaţia capacităţii dintre sondă şi pămînt, care duce la creşterea curentului prin releu. Conform datelor furnizate de VEB Intron, pentru funcţionarea aparatului este necesar ca mediul, al cărui nivel se măsoară, să aibă o anumită conductibilitate electrică, numai astfel putînd fi obţinute variaţii suficient de mari ale capacităţii. Autorul tratează despre caracterul şi influenţa depunerilor pe sondă asupra capacităţii şi despre necesitatea unei izolări bune pentru siguranţa în exploatare. Se indică şi cauzele principale care scot aparatele din funcţiune, precum şi unele aspecte caracteristice, ca: lungimea cablului dintre sondă şi capul de măsură nu are voie să depăşească cîţiva m; sensibilitatea aparatului la şocuri; dependenţa faţă de temperatură a capului de măsură, care este de ordinul a 0,30%/grad. Aparatul de etalonare, Schkoopau folosit la uzinele „Buna", determină valoarea capacităţii la un anumit nivel prin trecerea unui buton de pe poziţia „măsură" pe „egalizare", etalonarea poate fi făcută chiar în atelier, la fel şi studiile asupra comportării traducătorului capacitiv de nivel în regim dinamic.

Cea mai recentă execuţie a aparatului este tranzistorizată, avînd ca sursă de curent o baterie de 4,5 V, iar pentru măsurarea propriu-zisă, o punte Wheatstone de curent alternativ alimentată de la un generator RC de frecvenţă 15 kHz. Tensiunea din diagonala punţii alimentează un amplificator cu tranzistoare, la ieşirea căruia este legat un instument indicator.

Besedin, B. A. şi Medvedev, G. A. **Viteza sistemelor de explorare automată pas cu pas sub acţiunea perturbaţiilor aleatoare.** In: Izvestia Akademii Nauk S.S.S.R., OTN Tehniceskaia kibernetika, nr. 2, 1963, p. 70.

Se deduc formulele pentru calculul valorii medii şi al dispersiei timpului necesar trecerii sistemului de explorare automată dintr-o stare în alta, în cazurile în care mulţimea stărilor este finită.

În anexă se face o comparaţie între două sisteme de explorare automată pas cu pas diferite constructiv, care lucrează ca regulatoare extremale ale unui obiect cu caracteristici parţial liniare.

G. Schwarze. **Determinarea parametrilor de reglaj al instalaţiilor de măsură.** In: Automatisierung Z.m.s.r., nr. 1, 1963.

Pentru rezolvarea problemelor de automatizare este necesară cunoaşterea proprietăţilor în regim dinamic ale aparatelor, respectiv instalaţiilor de măsură. În acest scop trebuie determinate funcţiile de transfer ale elementelor componente.

În articol se prezintă o metodă practică de ridicare a caracteristicii de ieşire a unui element, pentru o funcţie de intrare în formă de treaptă. Drept parametru empiric se consideră constanta de timp T50%, tratîndu-se în continuare despre determinarea constantelor de timp ale diferitelor elemente transmiţătoare de semnale. Este dat un exemplu de calcul pentru un transformator de măsură de tensiune, fotoelectric. Pentru un element de transfer de ordinul II se determină atenuarea şi frecvenţa proprie.

Toate consideraţiile făcute se referă numai la elemente liniare, cu caracteristicile statice putînd fi considerate drepte, cu o suficient de bună aproximaţie.

J. Ehrazhd şi A. Schorcht **Aparat pentru înregistrarea şi reglajul indicelui *p*H.** In: Automatisierung Z.m.s.r., nr. 5, 1963.

Se arată utilitatea instalaţiilor pentru reglajul *p*H, chiar şi în cazurile unde calculele de rentabilitate pun sub semnul întrebării folosirea lor, cu toate că reglajul indicelui *p*H este una din cele mai dificile probleme din tehnica reglajului, sistemele respective fiind neliniare şi avînd timpi morţi de valoare ridicată. La aparatul din Jena, instrumentul de măsură funcţionează ca un compensator independent: în serie cu lanţul de electrozi se aplică o tensiune de compensare. Diferenţa dintre cele două tensiuni este transformată în impulsuri şi amplificată fiind apoi folosită la schimbarea poziţiei unui potenţiometru de compensaţie. Această schimbare a poziţiei este făcută de un servomotor, pînă cînd diferenţa dintre cele două tensiuni se anulează.

S-a renunţat la corecţia de temperatură.

Valoarea de consemn a regulatorului este situată în gama 0—14 *p*H.

Regulatorul este de tipul PI cu impulsuri dreptunghiulare de 0/20 mA. Circuitul exterior trebuie să aibă o rezsitenţă de intrare de 10 kΩ, la o încărcare $\geqslant 6$ W, care este suficientă pentru acţionarea unui cuplaj magnetic, a unui releu intermediar sau a unui amplificator magnetic.

Aizerman, M. A. şi Gautmaher, F. R. **Despre cazurile critice în teoria stabilităţii absolute a sistemelor reglate.** In: Avtomatika i telemehanika, nr. 6, 1963, p. 732.

Cunoscutele criterii ale stabilităţii absolute ale lui V. Popov au fost iniţial formulate pentru cazurile necritice ale reglării „directe" şi „indirecte". Extinderea acestor criterii asupra cazurilor particulare a necesitat cercetări migăloase care, deocamdată, au dat rezultate numai pentru cazurile particulare ale reglării „indirecte".

În articol se arată că, dacă în determinarea stabilităţii absolute inegalitatea $0 \leqslant \rho(\sigma)/\sigma \leqslant k$ (sau $0 < \rho(\sigma)/\sigma \leqslant k$) se înlocuieşte cu inegalitatea $\varepsilon \leqslant \sigma(\sigma)/\sigma \leqslant k$ (unde $\varepsilon > 0$, dar cît vrem de mic), atunci criteriul lui Popov se extinde în mod elementar asupra tuturor cazurilor particulare posibile, inclusiv acelea ale reglării „directe".

Paderno, I. P. **Despre siguranţa sistemelor rezervate care conţin aparatură de acelaşi tip.** In: Izvestia Akademii Nauk S.S.S.R., OTN Tehniceskaia kibernetica, nr. 2, 1963, p. 40.

Se examinează sistemele care se defectează în cazul ieşirii din funcţie a unui număr de elemente de acelaşi tip care fac parte din sistem.

Se deduc formulele necesare determinării timpului mediu dintre două defecţiuni pentru asemenea sisteme şi se indică domeniul de utilizare a acestor sisteme.

Se deduc formulele simplificate necesare calculului parametrilor principali ai siguranţei sistemelor examinate, ţinînd seamă de unele ipoteze particulare.

Harkievici, A. A. **Despre alegerea indicilor la recunoaşterea cu maşina.** In: Izvestia Akademii Nauk S.S.S.R., OTN Tehniceskaia kibernetika, nr. 2, 1963, p. 3.

Se examinează problema recunoaşterii şi problema alegerii indicilor. Se formulează problema generală a recunoaşterii. Pe baza analizei spaţiului indicilor se formulează o metodă regulată de căutare a indicilor ţinînd seamă de unele ipoteze limitatoare. Aceasta permite găsirea unor indici de recunoaştere într-un timp raţional.

În încheierea articolului se formulează unele probleme menite să facă obiectul unor cercetări viitoare.

Ozernoi, V. M. **Despre sistemele de comandă program pentru acţionările electrice ale şuruburilor de presiune.** In : Mehanizaţia i avtomatizaţia proizvodstva, nr. 5, 1963.

În articol se analizează diferite scheme-bloc de comandă program a şuruburilor de presiune pentru diferite laminoare reversibile.

Se analizează diferite variante ale schemei-bloc a sistemului, realizată cu elemente analogice sau numerice ori scheme hibride care conţin atît elemente analogice, cît şi elemente numerice.

Se acordă o atenţie deosebită elementului de comparaţie, convertoarelor analog-numerice, numeric-analogice, precum şi dispozitivelor de păstrare a programului.

În concluzie, se arată că cerinţele principale impuse unui sistem de comandă program a şuruburilor de presiune trebuie să fie : precizia, posibilitatea de alegere uşoară a programului şi trecerea simplă de la un program la altul.

L. J. Swarzendruber. **Aplicaţii ale dispozitivelor de înmagazinare a sarcinilor utilizînd stările de suprafaţă ale semiconductoarelor.** In : Solid-State Electronics, vol. 6, nr. 1, ian-febr 1963, p. 59—63.

Sînt prezentate mai multe aplicaţii posibile ale unui nou dispozitiv semiconductor cu două borne, care utilizează stările de suprafaţă pentru a produce efect de înmagazinare de sarcini. Dispozitivul este alcătuit dintr-o plăcuţă de siliciu cu rezistivitate 50 Ω cm, tratată superficial şi acoperită pe una dintre feţe cu aquadag. Plăcuţa este introdusă într-o capsulă cu contacte de presiune, în care se menţine o umiditate de 100% prin introducerea unui fir de bumbac umezit.

Caracteristicile dispozitivului sînt asemănătoare cu ale diodelor utilizate ca elemente capacitive prin aceea că prezintă o impedanţă mică cînd se înmagazinează sarcina, după care se produce o comutare abruptă în starea de impedanţă ridicată.

Elementul prezentat poate fi însă simetric sau asimetric în proprietăţile de înmagazinare, iar mărimea sarcinii înmagazinate, poate fi controlată cu un curent redus. Aceasta deoarece, spre deosebire de diodă, înmagazinarea sarcinilor nu se face prin trecerea unui curent de încărcare, ci în stare de repaus, datorită acţiunii vaporilor de apă asupra suprafeţei semiconductorului.

Gama aplicaţiilor prezentate include utilizarea lor în formarea impulsurilor, în circuitele logice, la triggerele cu întîrziere reglabilă, la generatoarele armonice şi ca element de impedanţă sau funcţii variabile.

Autorul consideră că dezvoltarea ulterioară va face ca reductibilitatea şi timpul de comutare să nu mai fie critice permiţînd astfel punerea în valoare a principalelor avantaje : tehnologie simplă, mărime importantă a sarcinii înmagazinate, curent de comandă redus.

T. Sukegawa, K. Fusikawa şi J. Nishizawa. **Diodă de capacitate variabilă din siliciu aliat-difuzat.** In : Solid-State Electronics, vol. 6, nr. 1, ian-febr 1963, p. 1—25.

Unul dintre parametrii esenţiali în utilizarea unei diode ca element cu capacitate variabilă este sensibilitatea sa definită ca panta relativă a caracteristicii capacitate-tensiune $\frac{dC}{dVa/C}$.

În articol se arată teoretic că pentru joncţiunile „hiperabrupte", în care se consideră o distribuţie exponenţială a concentraţiei impurităţilor, este de aşteptat o sensibilitate ridicată.

Se expune pe scurt tehnica de aliere-difuzie utilizată pentru fabricarea diodelor „hiperabrupte" cu siliciu şi se dezvoltă teoria dimensionării acestora.

Deoarece tehnica de aliere-difuzie necesită şi prezenţa unui metal, pentru determinarea concentraţiei impurităţilor p şi n în faza solidă a joncţiunii, ar trebui să se folosească diagrama de echilibru a fazelor şi coeficienţii de distribuţie ai aliajelor cu componente multiple. Acestea nefiind încă studiate, autorii au folosit în studiu datele pentru sistemele binare.

Caracteristicile experimentale capacitate-tensiune concordă destul de bine cu rezultatele teoretice. S-au obţinut diode pentru care variaţia capacităţii se face cu puterea a 7-a a tensiunii aplicate, rezultînd un raport de acord în jur de 100.

P. J. Langlois. **Dualitatea şi diodele tunel.** In : Industrial Electronics, vol. 1, nr. 5, febr, nr. 6, martie, nr. 7, aprilie, nr. 8, mai 1963, p. 285—289; 332—334; 390—395 şi 425—440.

Analiza formelor duale ale ecuaţiilor lui Kirchhoff arată că ecuaţiile care descriu o reţea rămîn valabile cînd se înlocuieşte variabila independentă, curentul sau tensiunea, cu duala ei, dacă se face o transformare adecvată a reţelei. Pentru aceasta ochiurile reţelei se înlocuiesc cu noduri, iar elementele schemei cu corespondentele lor duale ; rezistenţele cu conductanţe ; inductanţele cu capacităţi şi generatoarele de tensiune constantă cu generatoare de curent constant şi invers. Cu alte cuvinte, dualităţii ecuaţiilor îi corespunde o dualitate a reţelelor şi invers. În articol se arată că relaţia de dualitate se poate extinde şi asupra reţelelor care cuprind dispozitive cu rezistenţa dinamică negativă, elementele cu caracteristică tensiune-curent în „N" şi cele cu caracteristică în „S" fiind corespondente. Aceasta arată că diodele tunel sînt corespondentele duale ale diodelor cu gaz sau ale diodelor *pnpn* şi că prin transformarea dualã a schemelor cu tuburi cu gaz se pot obţine uşor scheme cu aceleaşi funcţii, însă utilizînd diode tunel.

Autorul aplică această metodă pentru a deduce structura unor circuite cu diode tunel, aflate încă în studiu, plecînd de la circuitele cu tuburi cu gaz mult mai amănunţit studiate. Sînt astfel obţinute din echivalentele lor duale mai multe tipuri de multivibratoare, un numărător inel şi un numărător binar, realizate cu diode tunel.

Scheme astfel găsite sînt analizate din punctul de vedere al dimensionării şi performanţei lor.

Teruyuki Fukuda. **Motorul „Minerţia".** In : Industrial Electronics vol. 1, nr. 6, martie 1963, p. 307—309.

Sistemele de automatizare actuale necesită dispozitive de acţionare cu inerţie cît mai mică. Pentru a răspunde acestei cerinţe a fost realizat motorul „Minerţia". Ceea ce deosebeşte acest motor de servomotoarele uzuale este construcţia specială a rotorului, fără crestături. Bobinajul este rigidizat şi lipit pe suprafaţa rotorului cu răşină epoxidică. Prin aceasta se obţine în primul rînd o uniformizare a fluxului magnetic, ceea ce permite reducerea diametrului rotorului aproape la jumătate, fără pericolul saturării fierului.

Totodată, răcirea fiind mai bună, se poate dubla densitatea curentului în înfăşurare, rezultînd un moment sporit. Aceste ameliorări fac constanta de timp mecanică a motorului foarte mică, de ordinul cîtorva milisecunde.

Faptul că spirele sînt situate la suprafaţa fierului face ca inductanţa proprie a bobinei să fie mult micşorată. Ca urmare, se reduce şi constanta de timp electrică $\frac{L}{R}$ a motorului, mai ales că rezistenţa R a înfăşurării rotorice poate fi mărită datorită răcirii bune.

Au fost realizate motoare „Minerţia" de puteri cuprinse între 0,9 kW şi 60 kW la 3 000 rot/min şi care au constanta de timp mecanică sub 5 ms. Pe timp scurt momentul motorului poate creşte de zece ori faţă de momentul nominal.

Brusilovschii, K. A. şi Elkin, S. I. **Releu fără contact cu diode semiconductoare.** In : Avtomatika i telemehanika, nr. 5, 1963, p. 675.

Se descriu schema şi metoda de calcul ale unui releu cu semnalul de ieşire reversibil. Comanda triodelor de comutaţie legate în serie se realizează cu impulsuri de înaltă frecvenţă modulate de semnalul de intrare. Utilizarea proprietăţilor inerţiale ale purtătorilor din triode şi utilizarea compensării termice măresc siguranţa şi simplifică considerabil schema acestui releu în comparaţie cu cele cunoscute în literatură.

Klinev, A. S. **Asupra problemei îmbunătăţirii calităţii reglării bipoziţionale.** In : Priborostroenie nr. 5, 1963, p. 3.

Se propune o metodă de îmbunătăţire a reglării bipoziţionale, care micşorează oscilaţiile parametrului reglat de două ori cel puţin şi asigură funcţionarea stabilă a sistemului la perturbaţii mari şi întîrzieri considerabile.

Se propune o metodă de corecţie cu ajutorul unor elemente cu contacte, care este uşor de realizat.

Bartcus, T. I., Ghikis, I. I., Lapienis, F. P., Lucoşeniciius, S. K., Mesceriakov, V. V. şi Telksuis, L. A. **Maşină electronică de calcul specializată, destinată analizei corelaţionale şi spectrale a proceselor aleatorii înregistrate vizual ori pe bandă magnetică.** In : Avtomatika i telemehanika nr. 6, 1963.

Se descrie maşina electronică de calcul specializată EASP-S destinată analizei corelaţionale şi determinării densităţii spectrale.

Se descrie dispozitivul de citire electrooptic al maşinii, care permite automatizarea completă a introducerii datelor în maşină sub formă de grafice înregistrate pe hîrtie ori film.

De asemenea, se arată mijloacele electronice şi magnetice cu ajutorul cărora se realizează întîrzierea necesară.

Garcavi, A. L. şi Gogolevski, V. B. **Calculul timpului mediu de funcţionare fără defecţiuni a sistemelor automate dublate cu comutarea şi refacerea automată a rezervei.** In : Izvestia Akademii Nauk S.S.S.R., O.T.N., Tehniceskaia kibernetika, nr. 2, 1963, p. 29.

Se deduc formulele pentru determinarea timpului mediu de funcţionare fără defecţiuni a sistemelor dublate cu comutarea şi refacerea automată a rezervei.

Se examinează cazurile cele mai tipice ale rezervării : a) rezervare „rece" ; b) rezervare „caldă" ; c) rezervare caldă cu refacere „caldă".

Se examinează cazurile în care timpul refacerii este constant şi cazul în care timpul refacerii este dispus după o lege exponenţială.

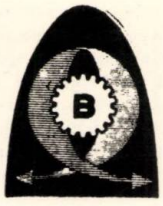
Baltruşevici, A. V. **Analiza autooscilaţiilor în sistemele de urmărire cu frecare uscată şi alte neliniarităţi.** În : Izvestia Akademii Nauk S.S.S.R., O.T.N., Tehniceskaia kibernetika, nr. 2, 1963, p. 146.

Se descrie o metodă bazată pe metoda lui Goldfarb, pentru determinarea parametrilor autooscilaţiilor, în sistemele de urmărire cu neliniarităţi introduse de jocul din reductoare de elemente de tip releu sau de elemente numerice, ţinînd seamă de frecarea uscată. S-a admis ipoteza că se pot neglija toate constantele de timp cu excepţia celei mecanice ; metoda descrisă permite alcătuirea schemei echivalente sistemului, formată din două elemente, unul liniar şi unul neliniar, legate în serie.

Coeficientul de amplificare complet echivalent este funcţie numai de amplitudine şi nu depinde de frecvenţă, ceea ce simplifică considerabil problema determinării parametrilor autooscilaţiilor.

CRONICĂ

Al V-lea tîrg internaţional de la Brno



În perioada 8—22 septembrie a.c. a fost organizat la Brno al V-lea tîrg internaţional, din seria tîrgurilor industriei construcţiilor de maşini.

La cel de-al V-lea tîrg al construcţiilor de maşini din acest an de la Brno au participat aproape 500 de firme din străinătate. Ţările socialiste au venit cu zeci de exponate interesante pentru fiecare ţară care construieşte sau îşi modernizează parcul său de maşini, nu numai în industria construcţiilor de maşini, dar şi în alte ramuri industriale. Statele participante au arătat, în primul rînd, ce pot oferi pieţii mondiale şi zecilor de ţări care îşi dezvoltă industria proprie.

În pavilioanele specializate ale acestui tîrg au fost concentrate noutăţile tehnice din domeniul maşinilor-unelte, transportului intern, industriei electrotehnice pentru curenţi tari şi slabi, utilajelor chimice etc.

Întîlnirea oamenilor de ştiinţă şi a specialiştilor la tîrgurile internaţionale de la Brno a devenit o tradiţie. Simpozioanele ştiinţifice şi zilele branşelor organizate de către Societatea cehoslovacă de ştiinţă şi tehnică şi de către direcţia tîrgului devin nu numai un loc pentru schimb de informaţii, dar şi un mijloc de înţelegere reciprocă între oamenii de ştiinţă şi specialiştii din toată lumea.

Şi în acest an Societatea cehoslovacă de ştiinţă şi tehnică a organizat în cadrul tîrgului internaţional de la Brno opt zile ale tehnicii noi, precum şi două simpozioane ştiinţifice cu participarea oaspeţilor din străinătate.

Din programul „zilei branşei" tehnicii noi amintim despre ziua branşei „Noi piese pentru semiconductoare şi aplicarea lor în industrie" în care au fost discutate instalaţiile şi aparatele electronice cu caracter de investiţii şi de consum, care folosesc piese pentru semiconductoare. A fost discutată şi folosirea semiconductoarelor în anumite domenii, mai ales în tehnica măsurărilor.

Zilele branşelor tehnicii noi, mai ales simpozioanele internaţionale, au realizat un larg schimb de experienţă între oamenii de ştiinţă şi tehnicienii din întreaga lume.

Ţările au mai avut posibilitatea de a participa cu expoziţii la pavilionul naţiunilor, unde au avut prilejul de a arăta în mod concret profilul economiei lor. Ţara gazdă, Republica Socialistă Cehoslovacă, a avut propria sa expoziţie în pavilionul naţiunilor, putînd să arate în felul acesta dezvoltarea integrală a industriei sale constructoare de maşini, cît şi a celorlalte sectoare ale economiei sale naţionale. Una dintre secţiile expoziţiei cehoslovace a prezentat „cum sînt folosite ştiinţa şi cercetările în practica industrială". Astfel au fost prezentate : un microscop electronic cu aparatul de evaporare cu vid TUN 100, maşina de calculat analogică AP 4 cu osciloграful OPD 250 şi cu maşina de înregistrat coordonatele, motorul cu mai multe feluri de combustibil, precum şi noile procedee tehnologice introduse cu succes în practica industrială. O altă parte a expoziţiei s-a prezentat sub lozinca „factorii hotărîtori ai creşterii productivităţii muncii", unde au fost expuse maşinile care ridică în mod evident productivitatea, de exemplu maşina automată cu 6 axe AN 6/63, maşina de şlefuit cu vîrf — comandă program, cu încărcător şi urmărirea măsurărilor şi cu alte instalaţii, ventilul sferic al turbinei Francis pentru centrala hidroelectrică Hohenwart II din R.D.G.

Au fost, de asemenea, interesante exponatele din domeniul aparatelor medicale ale Republicii Socialiste Cehoslovace dintre care : aparatul de circulaţie artificială a sîngelui, aşa numita inimă artificială, cu o instalaţie pentru hipotermie. Un alt exponat a fost aparatul radiologic-cabină, mobil, MINISKOP, tipul 48 cu amplificator pentru imaginea radiologică, destinat consultaţiilor cu diagnostic unde este nevoie de iluminare de lungă durată, precum şi pentru urmărirea radiologică a diferitelor intervenţii chirurgicale. Din domeniul tehnicii sanitare au fost prezentate aparatele electronice de diagnostic şi cu tranzistoare, de exemplu electropoligraful — un aparat cu scriere directă pentru înregistrarea funcţiilor fiziologice, monitorul cardiochirurgical şi altele.

Tîrgul specializat de la Brno a devenit o manifestare care nu poate fi trecută cu vederea de către specialiştii în construcţiile de maşini.

Organizarea tîrgurilor internaţionale de la Brno a fost o nouă ocazie pentru stabilirea de legături comerciale şi pentru încheierea de contracte pentru livrările de mărfuri. În felul acesta, tîrgul de la Brno şi-a îndeplinit o nouă şi importantă misiune în domeniul înfrăţirii popoarelor şi al întăririi prieteniei pe cale paşnică.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК **621.55.001.24 : 621—52.004.15**

ПАПАДАКЕ, И.:

Относительно оптимального определения параметров пропорционального интегрального дифференциального регулятора:

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 5, стр. 193—197

В статье излагаются новые методы практического определения пропорциональных интегральных дифференциальных регуляторов с помощью эпюр или расчётов. Благодаря этим методам, в основном получаются лучшие переходные режимы по сравнению с общеизвестными методами.

ДК **621.382.132.22 : 621.34—53 : 621.313.223**

АНАСТАСИУ, С., ЛАНДАУ, И. Д., КИВАРАН, Ш. и КОНСТАНТИНЕСКУ, М.:

Схемы с тиристорами, применяемые для автоматизированных электроприводов с двигателями постоянного тока.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 5, стр. 197—205

В статье описываются схемы и принципы расчёта установок с тиристорами, предназначенных для электропривода на постоянном токе. Далее описываются две установки с тиристорами, а также электронные управляющие приспособления, сконструированные НПА.

ДК **621.384.2 : 66.69—52**

ТЕОДОРЕСКУ, И. и ЛУКЬЯН, И.:

Ускорители частиц, источники ионизирующих излучений, применяемые в промышленных процессах и для контроля.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 5, стр. 205—215

Рассматриваются конструкции ускорителей частиц, отличающиеся экономической перспективностью с точки зрения их использования в промышленных технологических процессах, а также для контроля. Далее освещаются способы, приобревшие в настоящее время значительное развитие, а также способы находящиеся в экспериментальной стадии или в испытании на пилотных установках, имеющие широкие перспективы для быстрого внедрения ионизирующих излучений в качестве промышленного энергетического источника.

ДК **539.16.08 : 621.387**

ИЛИЕСКУ, Е.:

Раздельная регистрация протонов и лучей в сцитилляционном счётчике

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 5, стр. 215—218

Описывается электронная схема, посредством которой в сцинтилляционном счётчике с кристаллом CsI(Tl) протоны регистрируются раздельно от лучей γ. В основу схемы положен тот факт, что для частиц с различными специфическими ионизациями кристаллы CsI(Tl) дают импульсы различных форм, соответствующие вариабельной постоянной развозбуждения τ.

ДК **621.384.2 : 537.13**

ИНДРЕАШ, Г.:

Ускорители протонов при сверхвысоких энергиях.

Automatica şi Electronica **7** (1963), № 5, стр. 218—227

Приводятся принципы работы и конструктивные проблемы циклических протонных ускорителей для энергии превышающих 10 Гэв.

ЗАМЕТКИ 228—229
НОВОСТИ 229—232
РЕЦЕНЗИИ 233—237
ДОКУМЕНТАЦИЯ 237—240
ХРОНИКА 240

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—55.001.24 : 621—52.004.15

PAPADACHE, I.

Zur Frage der genauesten Bestimmung der technischen Charakteristiken eines PID-reglers.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 5, S. 193—197

Der Aufsatz behandelt die Entwicklung neuer Methoden für die praktische Bestimmung der technischen Charakteristiken der PID-regler auf graphischem oder analytischem Wege. Mit diesen Methoden erhält man bessere Ergebnisse der Analyse der nichtstationären Vorgänge als mit den bisherigen.

DK 621.382.132.22 : 621.34—53 : 621.313.223

ANASTASIU, S., LANDAU I. D., CHIVĂRAN, ST. und CONSTANTINESCU, M.:

Transistorschaltungen die bei den automatischen Antrieben mit Gleichstrommotoren verwendet werden.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 5, S. 197—205

In dem Aufsatz werden die Schaltungen und die Bemessungsgrundlagen der mit Transistoren ausgerüsteten Automatisierungen für Gleichstromantrieben geschildert. Anschliessend werden zwei Transistoranlagen sowie die von IPA (Institut für automatische Projektierungen) verwirklichten elektronische Fernsteuervorrichtungen beschrieben.

DK 621.384.2 : 66.69—52

TEODORESCU, I. und LUCHIAN, I.:

Atomkernbeschleuniger und ionisierende Strahlenquellen, die im Herstellung — und Kontrollverfahren verwendet werden.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 5, S. 205—215

Es werden die verschiedenen Atomkernbeschleuniger die in den Herstellungs- und Kontrollverfahren wirtschaftliche Aussichten haben behandelt. Ebenso werden auch die Verfahren die eine erweiterte Entwicklung erfahren haben, sowie diejenige die sich im Versuchs oder Laboratoriumstadium befinden, und jedoch die Aussicht haben eine breitere Verwendung durch die Benutzung der ionisierenden Strahler als Energiequelle für die Industrie zu finden, vorgelegt.

DK **539.16.08 : 621.387**

ILIESCU, E.:

Die getrennte Registrierung von Protonen und Strahlen in einem Flimmerzähler.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 5, S. 215—218

Es wird eine elektronische Schaltung beschrieben mit deren Hilfe die Protonen in einem Flimmerzähler mit Kristal CsI (Tl), getrennt von γ-strahlen registriert werden. Die Schaltung beruht auf die Tatsache dass, für die Teilchen mit verschiedenen spezifischen Ionisierungen, die CsI (Tl)-Kristalen, Stösse von verschiedenen Formen, entsprechend einer veränderlichen Entregungskonstante τ, liefern.

DK 621.384.2 : 537.13

INDREAS, GR.:

Protonenbeschleuniger für höchste Energien.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 5, S. 218—227

Es werden die Betriebsgrundlagen und die Bauaufgaben der zyklischen Protonenbeschleuniger für Energiemengen grösser als 10 GeV, dargelegt.

NOTEN 228—229
AKTUALITÄTEN 229—232
BESPRECHUNGEN 233—237
DOKUMENTIERUNGEN 237—240
CHRONIK 240

SOMMAIRE

CD 621–55.001.24 : 621–52.004.15

PAPADACHE, I. :

Sur la meilleure détermination des paramètres d'un régulateur PID.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 5, p. 193–197

L'article contient l'exposé d'une méthode nouvelle qui sert à la détermination des caractéristiques des régulateurs PID, à l'aide du calcul ou en utilisant des abaques. Par ces méthodes on obtient des régimes transitoires qui sont en général meilleurs que ceux qui ont été réalisés par les méthodes déjà connues.

CD 621.382.132.22 : 621.34–53 : 621.313.223

ANASTASIU, S., LANDAU, I. D., CHIVĂRAN, ST. et CONSTANTINESCU, M. :

Schémas à thyristors pour les commandes électriques automatiques avec moteurs à courant continu.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 5, p. 197–205

On présente les schémas et les principes de la détermination des dimensions des installations à thyristors destinées aux commandes électriques en courant continu et on décrit ensuite deux installations à thyristors, ainsi que les dispositifs électroniques de commande construits à l'Institut roumain pour Projets d'Automatisation.

CD 621.384.2 : 66.69–52

TEODORESCU, I. et LUCHIAN, I. :

Accélérateurs de particules, sources de radiation ionisantes utilisées dans les processus industriels et dans les processus de contrôle.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 5, p. 205–215

On étudie les différents types d'accélérateurs de particules qui présentent des avantages économiques de perspective en ce qui concerne leur utilisation dans les processus technologiques industriels et dans les processus de contrôle. Sont examinés aussi les procédés qui ont actuellement un large emploi, ainsi que ceux qui, tout en étant encore dans la phase expérimentale, doivent acquérir une grande extension par l'utilisation des radiations ionisantes comme source d'énergie pour l'industrie.

CD 539.16.08 : 621.387

ILIESCU, E. :

L'enregistrement séparé des protons et des rayons dans un compteur à scintillation.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 5, p. 215–218

L'auteur décrit un schéma électronique à l'aide duquel les protons sont enregistrés, dans un compteur à scintillation avec cristal CsI (Tl), séparément des rayons γ. Le schéma est fondé sur le fait que, pour les particules aux ionisations spécifiques différentes, les cristaux CsI (Tl) donnent des pulsations de forme différente, qui correspondent à une constante de désexcitation τ variable.

CD 621.384.2 : 537.13

INDREAŞ, GR. :

Accélérateurs de protons pour énergies très hautes.

Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 5, p. 218–227

On expose les principes de fonctionnement et les problèmes de la construction des accélérateurs cycliques de protons pour des énergies qui dépassent 10 GeV.

NOTES	228–229
ACTUALITÉS	229–232
COMPTES RENDUS	233–237
DOCUMENTATION	237–240
CHRONIQUE	240

CONTENTS

DC 621—55.001.24 : 621—52.004.15

PAPADACHE, I. :

Concerning the optimum determination of the parameters of PID regulators.

Automatica şi Electronica 7 (1963). nr. 5, p. 193–197

The author discusses some new methods for the practical determination of the characteristics of PID regulators by means of some nomograms or by calculus. These methods allow to obtain transitory regimes generally better than with usual methods.

DC 621.382.132.22 : 621.34.52 : 621.313.223

ANASTASIU, S., LANDAU, I. D., CHIVĂRAN, ST. and CONSTANTINESCU, M. :

Schemes with tiristors for automatized electric drives with direct current motors.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 197–205

One presents the schemes and dimensioning principles of installations with tiristors designed for electric drives with direct current motors. The description is then given of two installations with tiristors as well as of two electronic control devices achieved at the IPA.

DC 621.384.2 : 66.69—52

TEODORESCU, I. and LUCHIAN, I. :

Particle accelerators as sources of ionizing radiations used in industrial and control processes.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 205–215

The paper deals with the types of particle accelerators which present good economic prospects as to their utilisation in industrial and control technological processes. Some information is also given regarding the techniques now widely used and those still being in an experimental or pilot station stage, which are expected to become rapidly extended by using ionizing radiations as an energy source for industry.

DC 539.16.08 : 621.387

ILIESCU, E. :

The separate recording of protons and rays in a scintillation meter.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 215–218

One describes an electronic scheme by means of which the protons are recorded separately from γ-rays in a scintillation meter with crystal CsI (Tl). This scheme is based on the fact that for particles with different specific ionizations, the CsI (Tl) crystals are giving pulsations of different forms corresponding to a variable τ deenergization constant.

DC 621.384.2 : 537.13

INDREAŞ, GR. :

Proton accelerators at ultra high energies.

Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 5, p. 218–227

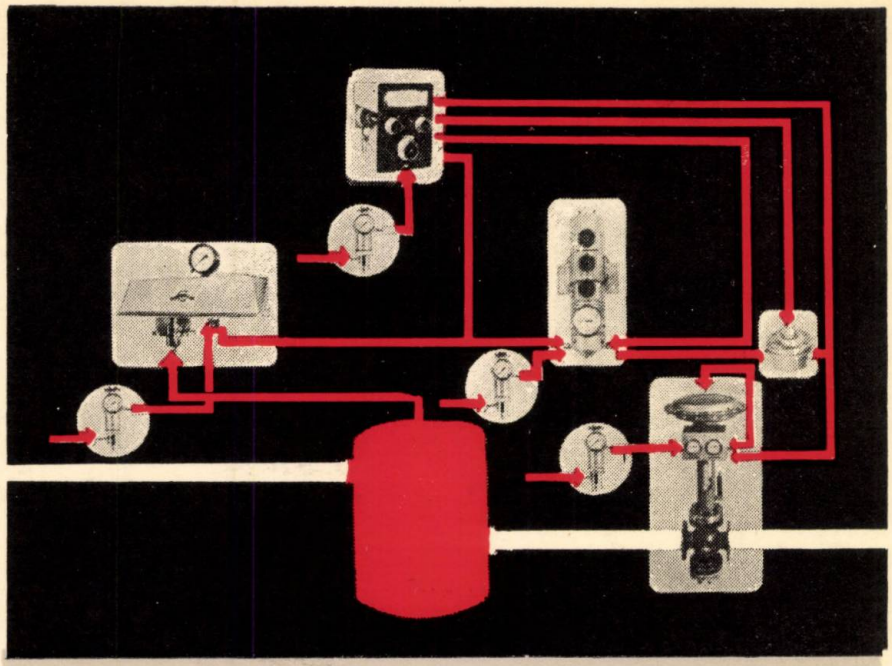
One presents the functional principles and building problems associated with cyclic proton accelerators for energies higher than 10 GeV.

NOTES	228–229
NEWS	229–232
REVIEWS	233–237
DOCUMENTATION	237–240
CHRONICLE	240

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Control - reglare

- Elemente pneumatice pentru automatizare
- Linii complete de reglare pneumatică
- Instalaţii complete în întregime tranzistorizate pentru măsurarea de mare precizie a nivelului în parcurile de rezervoare



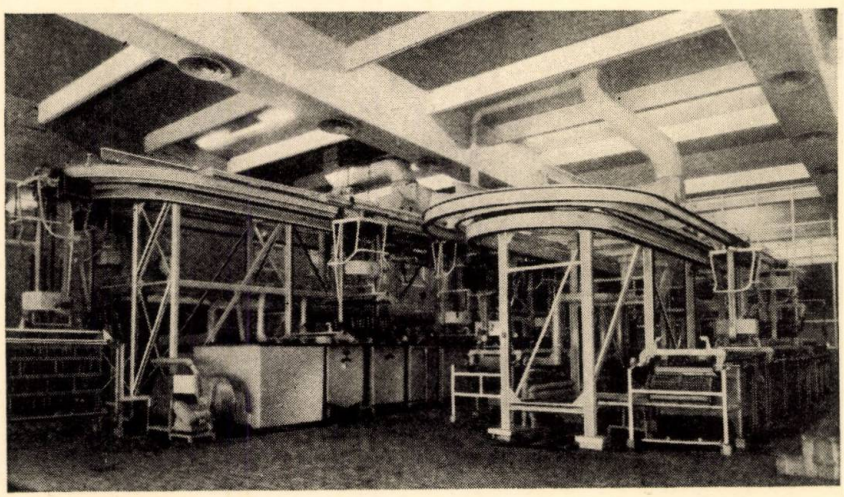
Exportă

METRIMPEX
SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Căsuţa poştală: Budapesta 62 • B.P. 200 • Ungaria
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX M BUDAPEST

AUTOMATIZARE ÎN TEHNICA GALVANIZĂRII



Blasberg

BLASBERG livrează: Instalaţii automate de mare productivitate, pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor
Săruri de înaltă productivitate şi preparate pentru orice operaţie de tratare pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

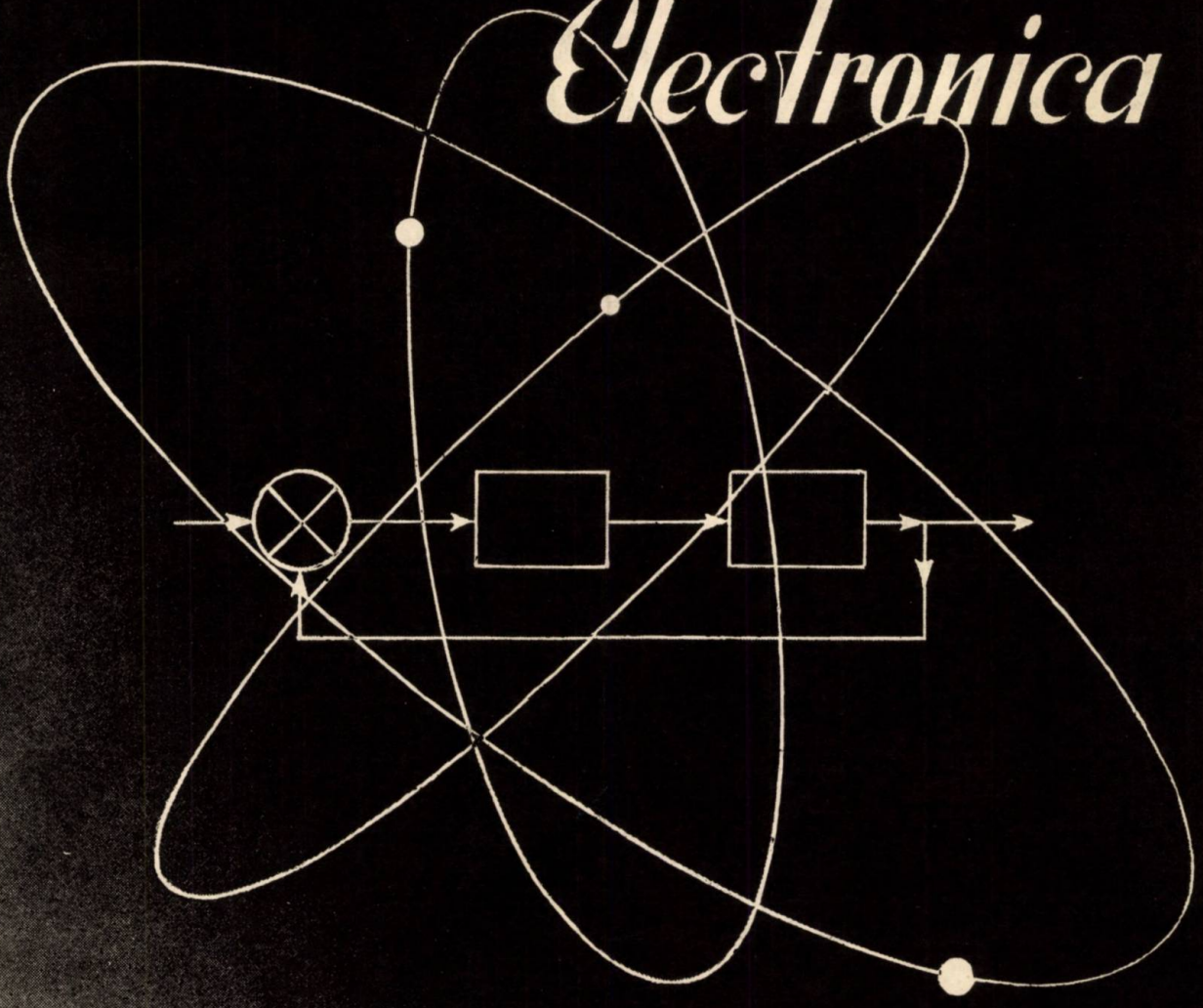
PRODUSE SPECIALE DEOSEBITE

Automate cu comandă program
Băi de înaltă productivitate pentru nichelarea lucioasă pentru densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi pentru cromare dură
Băi de cromare cu reglaj automat
Instalaţii de protecţie cu crom pentru împiedicarea formării ceţei dăunătoare sănătăţii
Băi pentru acoperiri cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, băi pentru zincare lucioasă, acidă şi alcalină; băi pentru cadmiere lucioasă.
Preparat pentru eloxare lucioasă
Toate pastele pentru şlefuire şi lustruire

Friedr. Blasberg GmbH. Solingen

Telefon: 15651 Bundesrepublik Deutschland FS: 08514835

Automatica și Electronica



2551

VOL. 7
1963

Nr. 6

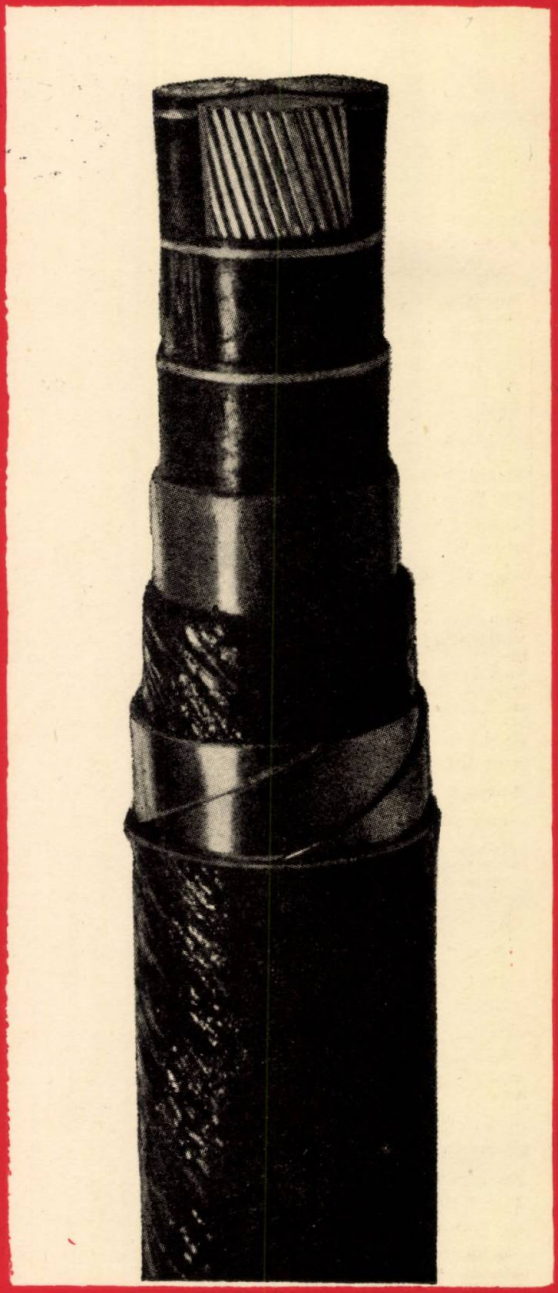
NOIEMBRIE
DECEMBRIE

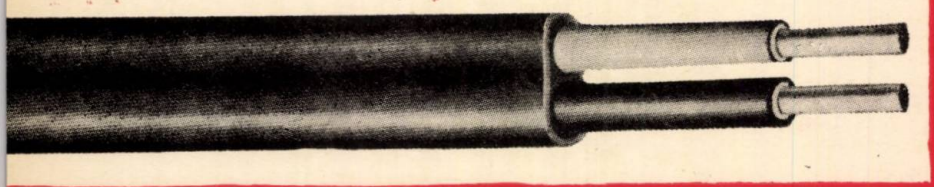
P. 241 — 288

BUCUREȘTI

FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

- UN BOGAT SORTIMENT DE CABLURI DE FORŢĂ, CU IZOLAŢIE DE HÎRTIE ŞI MATERIALE PLASTICE
- CONDUCTE ELECTRICE PENTRU INSTALAŢII
- CONDUCTORI DE BOBINAJ IZOLAŢI CU EMAIL, HÎRTIE, MĂTASE, FIRE DE STICLĂ
- CORDOANE ELECTRICE PENTRU UZ CAZNIC
- LACURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE





FCME

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 7 (1963) nr. 6 (noiembrie—decembrie), p. 141—192

MŰSZAKI KÖNYVTÁRI ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

CUPRINS

CZ 061.3 : 621 — 52/55(498) „1964"

MOISIL, GR. C.:

Simpozion de automatică la București în toamna anului 1964.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 241—245

CZ 061.3 : 621 — 52/55(494) „1963" IFAC

PENESCU, C.:

Al II-lea Congres Internațional de Automatică IFAC Basel 1963.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 245—249

CZ 621 — 53 : 512.8 + 517.9 : 621.316.7.016.352

BELEA, C.:

Asupra determinării proceselor tranzitorii și regimurilor stabilizate în sistemele automate neliniare și autoacordabile.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 249—255

În lucrare se prezintă o metodă de determinare a proceselor tranzitorii și a regimurilor stabilizate în sistemele neliniare cu mai multe neliniarități, folosind modelele algebrice de integrare a ecuațiilor diferențiale. Metoda se extinde asupra sistemelor autoacordabile și se aplică la studiul unui sistem de ordinul II. Pentru acest sistem se calculează traiectoriile de fază cu ajutorul a două modele algebrice și se face o analiză comparativă a acestora. După aceea se formulează unele concluzii generale.

CZ 621.395.613.385 — 52

NICOLAU, E., WEBER, I. și GAVĂT, ST.:

Aparate pentru recunoașterea automată a vocalelor.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 255—261

Se expun principiul și modul de funcționare a unui aparat electronic pentru recunoașterea automată a vocalelor din limba română. Aparatul a fost realizat experimental, astfel încît vor fi expuse și unele din rezultatele practice obținute. Se prezintă și o teorie originală privind semnalul vocalic.

CZ 621 — 54.001.57 PI

CĂLIN, S. și IONESCU, V.:

Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 261—269

În lucrare este expusă o metodă denumită metoda sistemului echivalent de ordinul II pentru determinarea domeniilor de performanțe tranzitorii asigurate necesare acordării optime a regulatoarelor PI.

CZ 621.316.76 : 621.396.619

CONSTANTIN, P.:

Regulator electronic cu impulsuri de aceeași polaritate, modulate în durată.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 269—274

Se analizează funcționarea unui regulator electronic cu impulsuri cu aceeași polaritate, modulate în durată; se dau relațiile de calcul principale și se prezintă cîteva rezultate experimentale.

CZ 621 — 53.001.57

CĂLUȘITĂ, M.:

Racordarea regulatorului la elementul de execuție în circuitele de reglare a proceselor industriale.

Automatica și Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 275—280

Se prezintă patru scheme bloc de circuite de reglare cu regulatoare PID sau PI, arătînd diferitele moduri cum pot acționa aceste regulatoare asupra elementului de execuție.

ACTUALITĂȚI 281—284

RECENZII 285

DOCUMENTARE 285—288

CRONICĂ 288—290

INDEX ALFABETIC 291—292

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. I. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Metalurgiei și Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. – Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.M.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.M.C.M. cont 026002 B.R.P.R. – Filiala 30 Decembrie, București.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Informația, Str. Brezoianu nr. 23–25, București, c. 4811.

40545

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VII (pag. 241— 284) **Nr. 6, noiembrie—decembrie** **București, 1963**

Acad. GR. C. MOISIL

Simpozion de automatică la București în toamna anului 1964

Succesul avut de simpozionul internațional organizat la Moscova în zilele de 24 septembrie — 2 octombrie 1962 de către Comitetul tehnic IFAC de teorie și de Comitetul național de automatică al U.R.S.S., cu privire la teoria sistemelor de comutație și a automatelor finite, a determinat propunerea unui nou simpozion în acest domeniu, care să aibă loc la București în anul 1964.

Acest simpozion se va ține în cadrul Federației internaționale de automatică IFAC, al Comitetului tehnic de teorie, Subcomitetul de teoria algebrică a sistemelor cu relee și a automatelor finite. Simpozionul va fi organizat de Institutul de matematică al Academiei R.P.R. și de Centrul de calcul al Facultății de matematică și mecanică al Universității din București.

Acest simpozion va purta discuții asupra unei teme foarte precise: „Necontinuități și nesimultaneități ale funcționării releelor în circuitele de comutație".

Pentru organizarea acestui simpozion se vor publica regulat o serie de articole în care se vor explica tematica simpozionului, problemele care se ridică, metodele de rezolvare propuse, confruntarea lor cu practica inginerească, analiza metodelor matematice utilizate, perspectivele teoriei.

Problema care va trebui studiată a fost ridicată de observarea unei discrepanțe între teoria funcționării secvențiale a circuitelor cu contacte și relee și funcționarea lor reală. Se vor da cîteva exemple pentru a delimita această problemă.

Necontinuități datorite poziției intermediare a armăturii

Să considerăm schema din figura 1 pe care o vom desena ca în figura 2, unde: a^0, b^0 sînt contactele normal închise ale butoanelor A, B, iar a^1, x^1 sînt contactele normal deschise ale butonului A, respectiv releului X.

Dacă butoanele A, B și releul X sînt neacționate, atunci: contactele a^1, x^1 sînt deschise, prin înfășurarea releului nu trece curent, releul rămîne neacționat. Fie aceasta poziția de repaus.

I. Dacă acționăm butonul A prin circuitul a^1b^0 releul este acționat, contactul său x^1 se închide. Poziția este stabilă.

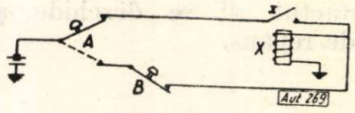


Fig. 1.

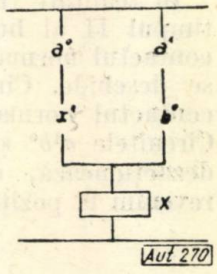


Fig. 2.

II. Dacă dezacționăm butonul, contactul a^0 se închide, deci prin circuitul a^0x^1 releul este excitat și rămîne acționat.

III. Butonul A rămînînd neacționat, acționăm butonul B, releul rămîne acționat, circuitul a^0x^1 fiind închis, dar a^1b^0 se deschide.

IV. Butonul B rămînînd acționat acționăm butonul A, circuitul a^1b^1 este deschis, dar se deschide și a^0x^1, deci releul nu mai este excitat și rămîne neacționat; x^1 se deschide.

V. Dezacționînd pe A, deoarece x^1 este deschis, circuitul a^0x^1 rămîne deschis; circuitul a^1b^0 fiind și el deschis, releul rămîne neexcitat.

VI. Dezacționînd pe B, contactul b^0 se închide, dar a^1 fiind deschis, circuitul a^1b^0 rămîne deschis; tot astfel x^1 fiind deschis, a^0x^1 rămîne deschis, deci releul rămîne neexcitat.

Această evoluție este transcrisă în tabela 1 unde: a, b, x sînt variabilele asociate butoanelor A, B și armăturii releului X, variabile care iau valorile: 0, cînd respectivul element este în poziție normală; 1, cînd este acționat; $a^0, \ldots, x^1$ sînt variabilele asociate contactelor cu același nume, variabile ce iau valoarea 0, cînd contactul respectiv este deschis; 1, cînd este închis; ξ este variabilă asociată

curentului în înfăşurarea releului X, ce ia valoarea 0 cînd prin înfăşurare nu trece curentul; 1, cînd trece.

bruscă de la a la c; aceasta este o teorie ideală al cărei rol este cel al teoriilor ideale din fizică; hidrodinamica lichidelor ideale : perfecte şi in-

Tabela 1

		a b	x	a^0 a^1 b^1 x^1	ξ	
	Poziţie de repaus	0 0	0	1 0 1 0	0	poziţie stabilă
I	Acţionarea butonului A	1 0	0	0 1 1 0	1	acţionarea releului X
		1 0	1	0 1 1 1	1	poziţia stabilă a releului acţionat
II	Dezacţionarea butonului A	0 0	1	1 0 1 1	1	poziţia stabilă a releului acţionat
III	Acţionarea butonului B	0 1	1	1 0 0 1	1	poziţia stabilă a releului acţionat
IV	Acţionarea butonului A	1 1	1	0 1 0 1	0	dezacţionarea releului
		1 1	0	0 1 0 0	0	poziţie stabilă
V	Dezacţionarea butonului A	0 1	0	1 0 0 0	0	poziţie stabilă
VI	Dezacţionarea butonului B	0 0	0	1 0 1 0	0	poziţie de repaus

Funcţionarea astfel descrisă este o funcţionare ideală.

În realitate (tabela 2), în dezacţionarea din timpul II al butonului se deschide mai întîi contactul normal deschis, deci şi circuitul a^1b^0 se deschide. Circuitul a^0x^1 este deschis, căci contactul normal închis a^0 nu s-a închis încă. Circuitele a^1b^0 şi a^0x^1 fiind deschise, releul se dezacţionează, contactul x^1 se deschide şi revenim la poziţia de repaus.

compresibile, vîscoase şi incompresibile, perfecte şi compresibile. O astfel de teorie poate fi foarte folositoare.

În special, în cazul armăturilor cu inerţie mare, cu trecerea rapidă din poziţia a în poziţia c, teoria ideală este suficientă.

Dificultăţi ca cele subliniate cer însă o teorie a *funcţionării reale* în care poziţia intermediară b să nu fie neglijată.

Tabela 2

		a b	x	a^0 a^1 b^0 x^1	ξ	
II	Dezacţionarea butonului A					
	Deschiderea contactelor normal închise		1	0 0 1 1	0	dezacţionarea releului
	Închiderea contactelor normal deschise		0	0 1 1 0	0	poziţia stabilă cu releul dezacţionat

Situaţii ca cea de faţă au fost numite de autorii americani „hazard", iar de autorii francezi" aléa de continuité". Se observă că aceste situaţii nu au nimic aleatoriu. Trecerea din poziţia iniţială din figura 3, a în poziţia finală

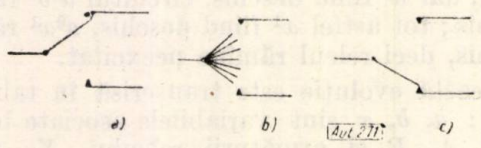


Fig. 3.

din figura 3, c se face în mod obligatoriu prin faza 3, b. O teorie a schemelor cu contacte şi relee este următoarea : presupunem trecerea

Nesimultaneităţi în funcţionarea releelor : întrecerea între relee

De exemplu schema din figura 4 : se notează cu a, x, y, z, s, t, w contactele normal deschise şi cu $\bar{a}$, $\bar{x}$, $\bar{y}$, $\bar{z}$, s, $\bar{t}$, $\bar{w}$ contactele normal închise ale butonului A şi ale releelor X, Y, Z, S, T, W.

Dacă butonul A este dezacţionat şi dacă cele cinci relee sînt dezacţionate, toate contactele normal deschise a, x, y, z, s, t, w sînt deschise, deci toate circuitele sînt întrerupte, şi releele rămîn dezacţionate.

Se acţionează butonul A.

I. Circuitele înfăşurării releului X : $a\bar{z}t\bar{y}w$ şi $ast\bar{w}$ sînt închise, deci releul X se acţionează şi îşi închide contactul normal deschis x.

II. Circuitele releelor Y, Z : $a\bar{z}x\bar{t}\bar{w}$ respectiv $a\bar{y}s\bar{t}\bar{w}x$ se închid, şi releele Y, Z se acţionează, închizîndu-şi contactele normal deschise y, z; X continuă să fie acţionat prin $a\bar{z}\bar{t}\bar{y}\bar{w}$, $as\bar{t}\bar{w}$, dar şi prin circuitul ce s-a închis $axs\bar{y}\bar{w}$.

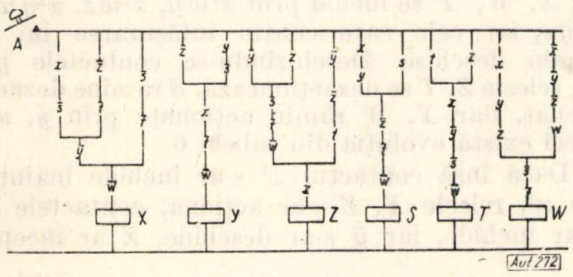


Fig. 4.

III. Circuitul $\bar{a}s\bar{t}\bar{w}$ excită pe X : circuitul $axys\bar{t}\bar{w}$ excită pe y, iar $axzs\bar{t}\bar{w}$, pe Z. Circuitul releului W : $axyzs\bar{t}$ se închide, releul W se acţionează; W îşi închide contactul w, îşi deschide contactele normal închise $\bar{w}$.

IV. Circuitele ce excită pe X, Y, Z se deschid toate. Circuitul $a\bar{x}\bar{y}\bar{z}s\bar{t}w$ se închide, W rămîne excitat. Releele X, Y, Z se dezacţionează şi rămîn dezacţionate.

Releele S, T au rămas tot timpul neexcitate.

Situaţia : releele X, Y, Z, S, T neacţionate, W acţionat se menţine pînă la dezacţionarea butonului A, cînd şi W se dezexcită.

Se notează cu a, x, y, z, s, t, w variabilele asociate poziţiei butonului A şi armăturii releelor X, Y, Z, S, T, W (aceste variabile iau valoarea 0 cînd butonul, respectiv armătura, este în poziţie normală, şi valoarea 1, pentru poziţia acţionată); considerăm funcţionarea ideală, neţinînd seamă de poziţia intermediară.

Cu $\xi, \eta, \zeta, \sigma, \tau, \omega$ notăm variabilele asociate curentului în înfăşurarea releelor (variabile ce iau valoarea 0, dacă nu trece curent prin înfăşurare; 1, dacă trece). Funcţionarea descrisă este dată în tabela 3.

În rezumat : la acţionarea butonului se acţionează X, apoi Y; Z se acţionează simultan, apoi se acţionează W; X, Y, Z se dezacţionează simultan, iar W rămîne acţionat atît timp cît butonul este acţionat.

Această funcţionare poate fi însă tulburată dacă în timpul II, releele Y şi Z excitîndu-se simultan, contactele lor y, z nu se închid simultan.

Se presupune că, simultan, contactul y se închide şi $\bar{y}$ se deschide atît timp cît $\bar{z}$ este încă închis. În acest caz releul S este excitat şi îşi închide contactul s; S se menţine acţionat prin $as\bar{z}\bar{t}\bar{w}$. Releul W nu se acţionează.

Prin acţionarea releului S, contactul său $\bar{s}$ deschizîndu-se, iar s închizîndu-se, circuitele $axs\bar{y}\bar{w}$, $a\bar{z}\bar{t}\bar{y}\bar{w}$ şi $as\bar{t}\bar{w}$ sînt deschise şi X se dezexcită. S rămîne excitat, căci $axy\bar{z}\bar{t}\bar{w}$ este închis. Z, T, W rămîn dezexcitate.

Circuitele lui Y se deschid, deoarece x s-a deschis, Y se dezexcită, contactul său y se deschide, X se excită, contactul său $\bar{x}$ se deschide, Y se dezexcită, şi ciclul în patru timpi se repetă pînă la dezacţionarea butonului.

Această funcţionare este dată în tabela 4.

Deci : dacă la acţionarea butonului, după acţionarea releului X, se acţionează Y înainte de Z, S se acţionează, şi schema începe o evo-

Tabela 3

	a	x	y	z	s	t	w	ξ	η	ζ	σ	τ	ω	
Poziţia de repaus	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	poziţia stabilă
Acţionarea butonului	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	acţionarea lui X
	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	acţionarea simultană a lui Y, Z
	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	acţionarea lui W
	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	dezacţionarea simultană a lui X, Y, Z
	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	poziţie stabilă cu W acţionat

Tabela 4

	a	x	y	z	s	t	w	ξ	η	ζ	σ	τ	ω	
Acţionarea lui Y precede acţionarea lui Z	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	acţionarea lui S
	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	dezacţionarea lui X
	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	dezacţionarea lui Y
	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	acţionarea lui X
	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	acţionarea lui Y
	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	dezacţionarea lui X
														reîncepe perioada

luţie pulsatorie în patru timpi, pornind din poziţia X şi Y acţionaţi, şi anume :

X se dezacţionează ;
Y se dezacţionează ;
X se acţionează ;
Y se acţionează.

Dacă însă contactul z se închide atît timp cît $\overline{y}$ este încă închis, atunci T se excită, t se închide, şi T rămîne acţionat pînă la dezacţionarea butonului.

Circuitul $t\overline{z}$ excită şi dezexcită releul Z succesiv. Releele Y, S, W rămîn dezexcitate, X rămîne excitat. Releul Z pulsează în doi timpi.

Această funcţionare este dată în tabela 5

În repaus, cu butonul A neacţionat, toate releele sînt neacţionate.

Apăsînd butonul A, releul X se acţionează. Dacă contactele lui: x^1 şi x^2 se închid amîndouă deodată, circuitele care conţin înfăşurările lui Y, Z, W, T se închid prin $x^1\overline{w}\,\overline{y}$, $x^1\overline{w}\,\overline{z}$, $x^2\overline{y}\,\overline{w}$, $x^2\overline{y}\,s$, iar cele care conţin înfăşurarea lui S rămîn deschise. Deschizîndu-se contactele $\overline{y}$, $\overline{w}$, releele Z, T se dezacţionează, S rămîne dezacţionat, dar Y, W rămîn acţionate prin y, w. Deci există evoluţia din tabela 6

Dacă însă contactul x^1 s-ar închide înainte de x^2, releele Y, Z s-ar acţiona, contactele y s-ar închide, iar $\overline{y}$ s-ar deschide, Z ar începe

Tabela 5

		x	y	z	s	t	w	ξ	η	ζ	σ	τ	ω	
Acţionarea lui Z precede acţionarea lui Y	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	acţionarea lui T
	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	dezacţionarea lui Z
	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	acţionarea lui Z
														reîncepe perioada

Deci : dacă la acţionarea butonului după acţionarea releului X se acţionează Z înainte de Y, se acţionează T, iar releul Z începe o evoluţie pulsatorie în doi timpi.

Se vede că funcţionarea schemei este complet diferită în cazul cînd releele Y, Z, excitate simultan, îşi închid simultan contactele normal deschise, cele normal închise deschizîndu-se simultan în cazul cînd releele Y, Z se excită unul mai repede decît celălalt.

Cînd în funcţionarea unei scheme două relee sînt acţionate simultan sau sînt dezacţionate simultan, se spune că există o întrecere a releelor. Aceasta poate da loc la o deranjare a funcţionării schemei.

Se impune *condiţia tehnică de bună funcţionare*: releele se acţionează şi se dezacţionează unul cîte unul.

Problemele ridicate de îndeplinirea condiţiei tehnice de bună funcţionare sînt cele ale „Codurilor lui Gray" din Teoria Codurilor.

Nesimultaneităţi în funcţionarea releelor. Întrecerea între contactele aceluiaşi releu

Fie de exemplu, schema din figura 5, în care x^1 şi x^2 sînt contacte normal deschise ale aceluiaşi releu.

să pulseze, dar W, S, T ar rămîne neacţionate (tabela 7).

Dacă x^2 s-ar închide înainte de x^1, W şi T s-ar acţiona, contactul $\overline{w}$ s-ar deschide, W ar

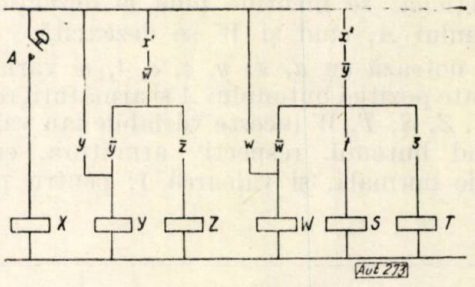


Fig. 5.

continua să fie alimentat prin w şi ar începe pulsaţia în patru timpi a releelor S, T (tabela 8).

Aşadar, funcţionarea schemei, atunci cînd contactele aceluiaşi releu nu se închid sau nu se deschid simultan, diferă mult de cazul ideal.

Fenomenul acesta de întrecere a contactelor unui releu poate fi o deranjare întîmplătoare sau sistematică.

Dacă contactele de închidere ale unui releu X, care sînt notate provizoriu cu $x^1, \ldots, x^r$ se

Tabela 6

	a	x^1	x^2	y	z	w	s	t	ξ	η	ζ	ω	σ	τ	
Poziţie de repaus	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	poziţie stabilă
Acţionarea butonului	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	acţionarea lui X
	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	acţionarea lui Y, Z, W, T
	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	dezacţionarea lui Z, T
															poziţie stabilă

Tabela 7

	a	x^1	x^2	y	z	w	s	t	ξ	η	ζ	ω	σ	τ	
Contactul x^1 se închide înainte de x^2	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	acţionarea lui Y, Z
	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	dezacţionarea lui Z
	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	acţionarea lui Z
															Z pulsează

Tabela 8

	a	x^1	x^2	y	z	w	s	t	ξ	η	ζ	ω	σ	τ	
Contactul x^2 se închide înainte de x^1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	acţionarea lui W, T
	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	acţionarea lui S
	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	dezacţionarea lui T
	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	dezacţionarea lui S
	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	acţionarea lui T
															S, T pulsează în patru timpi

închid întotdeauna într-o anumită ordine, sau dacă contactele de deschidere $\overline{x}^1,\ldots,\overline{x}^s$ ale aceluiaşi releu se deschid totdeauna în aceeaşi ordine, sau dacă există o ordine fixă a închiderii şi a deschiderii lor, spunem că releul are contacte codificate.

Dacă însă închiderea şi deschiderea contactelor unui releu sînt în general simultane, dar se pot produce deranjamente întîmplătoare, problema se încadrează în problema deranjamentelor aleatorii.

★

Astfel de necontinuităţi şi nesimultaneităţi au fost de multă vreme observate. Într-un articol viitor se vor analiza fenomene analoge din circuitele cu tuburi electronice.

Scopul acestor articole premergătoare colocviului este de a pregăti temeinic discuţiile ce vor avea loc la Bucureşti. Este de dorit ca toţi cei interesaţi să trimită toate observaţiile lor.

De asemenea, este de dorit să se indice adresele celor pe care îi interesează aceste probleme.

Toată corespondenţa trebuie trimisă la următoarea adresă :

INSTITUTUL DE MATEMATICĂ
Str. Mihail Eminescu nr. 47
Bucureşti 3

Prof. ing. C. PENESCU

Al II-lea Congres Internaţional de Automatică IFAC Basel 1963

Între 26 august şi 4 septembrie a.c. a avut loc la Basel, în Elveţia, cel de-al II-lea Congres Internaţional de Automatică organizat de Federaţia Internaţională de Automatică (IFAC), în colaborare cu Asociaţia Elveţiană pentru Automatizare (ASSPA).

Organizaţia IFAC este cea mai mare organizaţie internaţională de automatică, la care sînt afiliate un număr de 27 de ţări. Înfiinţată în anul 1957, în urma Congresului de la Heidelberg şi la iniţiativa unor delegaţi, printre care şi delegatul U.R.S.S., a căpătat, foarte curînd, o mare dezvoltare, ceea ce a făcut ca primul congres să fie organizat în mai puţin de 2 ani şi jumătate de la înfiinţare, în iulie 1960, la Moscova.

La Congresul de la Moscova au participat peste 1 000 de delegaţi care au prezentat circa 250 de lucrări care au reprezentat stadiul de perspectivă al automaticii pe plan mondial. Se poate spune că acest congres s-a bucurat de un mare succes şi că referatele prezentate au constituit un îndreptar preţios pentru toţi cei ce se ocupă, în domeniul cercetărilor sau realizării instalaţiilor, de automatizare.

La al II-lea Congres IFAC, care a avut loc anul acesta, au participat circa 1 600 de delegaţi din 31 de ţări.

Lucrările congresului s-au deschis pe ziua de 27 august 1963, de către preşedintele IFAC, prof. *Gerecke*, care a salutat pe cei prezenţi şi a arătat, în cîteva cuvinte, munca de

pregătire a congresului. A luat cuvîntul apoi prof. *Tschudi*, membru în Consiliul Federal al Elveţiei, care a transmis, de asemenea, cuvîntul de salut din partea Consiliului Federal.

Cuvinte de salut au fost adresate şi de dr. *E. Wyss*, din partea Consiliului de conducere al oraşului Basel, de prof. *Chestnut* (S.U.A.), primul preşedinte al IFAC (1957—1959), şi de prof. *Letov* (U.R.S.S.), cel de-al doilea preşedinte al IFAC (1959—1961).

După şedinţa plenară au urmat şedinţele pe secţii de specialitate: delegaţii şi-au expus referatele.

S-au prezentat un număr total de 158 lucrări, la care dacă se mai adaugă cele 11 referate de sinteză, ce au arătat stadiul actual şi de perspectivă al problemelor de automatică pe diferite domenii, ridică numărul total al referatelor prezentate la 169. Trebuie menţionat că numărul de 158 de rapoarte acceptate au fost alese de către un colectiv numit de către consiliul executiv, format din preşedinţii şi vicepreşedinţii comitetelor tehnice IFAC, din 260 de referate primite pînă în luna septembrie 1962. Aceasta înseamnă că au fost acceptate 60% din referatele primite; această cifră poate constitui un indiciu că s-a mers în continuare pentru ridicarea nivelului tehnico-ştiinţific al referatelor prezentate. Referatele respective, grupate pe problemele mari ale automatizării, sînt:

— probleme generale;
— teoria sistemelor automate;
— elementele sistemelor automate;
— aplicaţiile automatizării în industrie.

Ele au fost prezentate în 11 sesiuni plenare (în care s-au arătat referatele de sinteză) şi în 50 de şedinţe de secţii de specialitate, grupate astfel:

— 25 şedinţe pentru secţii de teorie;
— 6 şedinţe pentru secţii de elemente;
— 19 şedinţe pentru secţii de aplicaţie în industrie.

Numărul referatelor prezentate în aceste secţii se situează după cum urmează:

— 82 referate în secţiile de teorie;
— 21 referate în secţiile de elemente;
— 55 referate în secţiile de aplicaţie.

Cele 11 referate de sinteză au fost prezentate pe următoarele probleme:

a. Probleme teoretice

1. Metode stocastice în automatizare.
2. Maşini de învăţat.
3. Sisteme autoadaptive şi autooptimale.
4. Evoluţia informaţiei şi influenţa sa asupra controlului automat.
5. Sisteme optimale.

b. Probleme privind elementele

6. Performanţele elementelor.
7. Noi principii de proiectare şi elementele de automatizare.

c. Probleme privind aplicaţiile automatizării

8. Industriile metalurgice.
9. Industriile chimice şi de petrol.
10. Aplicaţiile automatizării în sistemele energetice.
11. Dinamica instalaţiilor automatizate.

Din referatele prezentate care, aşa cum am menţionat mai înainte, au fost de nivel foarte înalt, se pot trage o serie de aprecieri după cum urmează:

— *În domeniul teoretic* se constată o preocupare mereu crescîndă, ceea ce se traduce şi prin numărul mare de referate teoretice faţă de celelalte (din totalul referatelor prezentate circa 52% au fost teoretice, faţă de 13% de elemente şi 35% de aplicaţii). Problemele care au făcut obiectul unui număr important de referate teoretice au fost acelea legate de sistemele autoadaptive şi optimale. În acest domeniu se pot cita, ca stîrnind un deosebit interes: *Popov* şi alţii (U.R.S.S.), despre un sistem autoadaptiv fără acţiune de testare, referatul lui *Ciang* (S.U.A.), despre un principiu de modificare a maximului pentru reglarea optimală a sistemelor avînd condiţii spaţial cuplate, precum şi raportul lui *Eveleigh* (S.U.A.), despre o analiză de stabilitate generală a sistemelor adaptive, căutătoare de extremum cînd sînt supuse la perturbaţii sinusoidale. Este de menţionat, de asemenea, faptul că s-a acordat o atenţie deosebită asupra sintezei sistemelor optimale, ceea ce reprezintă un pas înainte în aplicarea practică a principiilor teoretice către proiectarea acestor sisteme; de menţionat, în această direcţie, lucrările lui *Sakowa* şi colab. (Japonia) şi ale lui *Stratonovici* (U.R.S.S.), tratînd despre sinteza bazată atît pe principiul de maxim al lui Pontriyaghin, cît şi pe metodele programării dinamice.

Un alt domeniu teoretic care a făcut obiectul unui însemnat număr de rapoarte a fost acela al sistemelor neliniare cu intrări aleatorii. În această direcţie, o serie de referate ca acelea ale lui *Lauber* (R. F. Germană), *Leonhard* (R. F. Germană), *Gibson* (S.U.A.), precum şi *Bonnen* (Izrael), au căutat să prezinte ameliorări ale metodelor cunoscute de analiză a sistemelor neliniare, prin funcţiile de descriere. De asemenea, trebuie menţionat referatul lui *Smith* (Canada), despre unele metode cvasiliniare aplicate la sistemele neliniare cu intrări aleatorii.

Un număr mai redus de comunicări s-au referit la sistemele automate cu mărimi eşantionate; în această direcţie trebuie remarcate referatele profesorului *Tîpchin* (U.R.S.S.), specialist de frunte în acest domeniu, în care s-a

tratat despre problemele fundamentale ale teoriei sistemelor neliniare eşantionate, precum şi referatul lui *Volghin* (U.R.S.S.), care dă o metodă foarte interesantă şi nouă despre sinteza sistemelor eşantionate optimale.

Problema determinării caracteristicilor dinamice ale instalaţiilor automatizate a făcut obiectul unui număr de 5 rapoarte ale specialiştilor din Norvegia, Franţa, Olanda şi Suedia, care însă nu au tratat decît unele aspecte minore ale acestei probleme (despre erorile în determinarea experimentală a funcţiilor de transfer — *Loeb* (Franţa), aspecte puţin importante ale acestei probleme) şi nu au căutat să dezvolte teoretic metode noi, simple şi utile pentru proiectare.

Trebuie arătat că au fost şi unele referate din domeniile teoriei algebrice şi teoriei mecanismelor automate (6 referate, din care unul al acad. Gr. Moisil din R.P.R.). Din aceste referate se constată că preocuparea teoretică în acest domeniu este destul de puţin dezvoltată.

După cum a rezultat şi din referatele de sinteză prezentate pentru domeniile teoretice, precum şi din aprecierea generală pe care să o facem asupra tuturor referatelor prezentate, se poate observa că domeniul teoretic este astăzi domeniul în care se duce cea mai largă activitate.

Cu toate că referatele prezentate la IFAC în acest domeniu se caracterizează printr-un nivel foarte înalt, putem face observaţia că se tinde într-o prea mare măsură la extrema materializare a unor probleme teoretice, scăpîndu-se uneori din vedere aspectul practic, util, pentru introducerea pe scară cît mai largă în industrie şi în alte domenii de activitate a instalaţiilor automate cele mai perfecţionate.

— *În domeniul elementelor de automatizare* s-au prezentat, aşa după cum s-a arătat mai înainte, un număr redus de rapoarte din domeniul elementelor mecanice — pneumatice şi hidraulice. Trebuie remarcat raportul lui *Y. Oshima* (Japonia) care a descris un nou element amplificator de cuplu de tip hidraulic. Studiul regimurilor dinamice ale elementelor hidraulice cu inerţie a fost prezentat în raportul lui *Khokhlov* (U.R.S.S.) folosindu-se o metodă simplă şi eficientă. *Tal* (U.R.S.S.) a prezentat o foarte interesantă realizare a unui sistem de automatizare secvenţial folosind elemente logice de tip pneumatic. Elementele electrice şi cu amplificatoare magnetice au fost puţin reprezentate; merită de remarcat raportul lui *Vasiliev* (U.R.S.S.) care a prezentat o soluţie originală de motor pas cu pas; se cunoaşte că acest motor capătă din ce în ce mai mult o largă aplicare în automatică.

Deşi elementele electronice au fost reprezentate numai prin trei rapoarte, a stîrnit un interes raportul lui *Kaufman* (S.U.A.) despre o soluţie nouă de memorie la calculatoarele numerice. Este vorba de memoria ceramică reprezentată de fapt printr-o reţea întreagă de condensatoare ceramice cu mare stabilitate la condiţii exterioare şi care, după datele prezentate de autor, ar fi superioară memoriei statice, utilizată actualmente, cu ferite. Este interesant, de asemenea, raportul lui *Haskovec* şi colaboratorii (R.S.C.) care au descris noi tipuri de elemente de comandă folosind noile tipuri de tranzistoare cu patru straturi PNPN.

Elementele numerice au făcut obiectul unor rapoarte din care se poate remarca raportul lui *Fritzsche* (R. F. Germană) care arată într-o formă sintetică avantajele şi limitele de aplicare ale regulatoarelor numerice de viteză.

În privinţa unor elemente cu funcţionări speciale, a stîrnit un viu interes referatul lui *Uskov* şi colab. (U.R.S.S.), privind un corelator multicanal pentru analiza statistică cu calculator numeric a unui sistem automat.

Problema siguranţei în funcţionare şi a măririi performanţelor elementelor a făcut obiectul unor preocupări mai intense, caracterizată prin cele patru referate prezentate. Din acestea două, şi anume: *Dummer* (S.U.A.) şi *Sotskov* şi colab. (U.R.S.S.), se ocupă de siguranţa în funcţionare a elementelor electronice (primul) şi a celor electromecanice (cel de-al doilea). Fără a aduce contribuţii noi prea importante, aceste două referate au meritul însă de a fi precizat unele probleme speciale. Interesantă este ideea concretizată în raportul lui *Garujost* (S.U.A.) despre elemente de execuţie hidraulice pentru comanda ventilelor (servovalve) cu comandă repetată pentru mărirea siguranţei.

Din toate rapoartele prezentate se poate trage concluzia că problema care constituie astăzi problema cea mai importantă este aceea a siguranţei în funcţionare. De asemenea, se poate spune că deşi au fost prezentate referate în mai toate domeniile elementelor, totuşi numărul lor nu reflectă preocupările moderne în acest domeniu atît de important. Astfel, nu s-a prezentat nici măcar un singur raport în domeniul atît de actual al regulatoarelor unificate; nu s-au prezentat realizări de regulatoare specializate numerice. Consider că o explicaţie în această direcţie poate fi dată de faptul că uneori ele reprezintă realizări ale unor fabrici, realizări pe care acestea nu doresc să le expună în congrese internaţionale.

— *În domeniul automatizărilor industriale* s-au prezentat un număr relativ important de rapoarte care acoperă ramurile industriale cele mai importante.

Cele mai multe rapoarte se referă la automatizări în industria metalurgică şi în speţă în industria oţelului. Se constată că preocupările actuale se îndreaptă spre utilizarea pe o scară cît mai largă a calculatoarelor în industria respectivă; astfel, şase din cele opt rapoarte arată realizări în domeniul utilizării calculatoa-

relor în conducerea automată a proceselor. În această direcţie trebuie menţionat raportul lui *Lerner* (U.R.S.S.), care descrie o metodă nouă de optimalizare prin calculator a proceselor de tratare la cald, cel al lui *Beadle* (S.U.A.), în care se arată o linie automată de laminare cu flux continuu de mare viteză cu conducere prin calculator, precum şi raportul lui *Hersom* (Anglia) care arată, de asemenea, o instalaţie complexă de producere a oţelului, folosind calculatoare. Trebuie relevat, în mod special, referatul lui *Dowaniţki* (U.R.S.S.), care arată un sistem de programare optimală foarte simplu cu aplicaţie la un laminor de tablă de mare debit.

În sfîrşit, trebuie să menţionăm raportul deosebit de interesant al lui *De Gregorio* şi colab. (Italia), care descrie o instalaţie deosebit de originală în cel mai modern domeniu al metalurgiei : metalurgia pulberilor. În raport se descrie o instalaţie de automatizare a proceselor de sinterizare.

Un alt domeniu industrial căruia i s-a acordat o deosebită atenţie a fost acela al automatizărilor în industria petrolului şi a chimiei. Rapoartele prezentate s-au referit, în special, la comportarea diverselor instalaţii chimice şi petroliere în cazul automatizărilor. Astfel, s-au analizat funcţionările dinamice ale coloanelor binare de distilare (referat *Izawa* — Japonia şi *Moczek* — S.U.A.), sistemele de cracare catalitică (referat *van der Heyden* — Olanda), schimbătoare de căldură, de amestec şi de suprafaţă (raport *Delvaux* — Belgia), instalaţiile de rectificare (raport *Anisimov* — U.R.S.S.). Toate referatele din această categorie caută, pe de-o parte, să stabilească cît mai exact prin relaţii matematice procesele complexe şi variate ce se petrec în instalaţiile respective, iar pe de altă parte să găsească metode de aproximare — ca de exemplu cele propuse de Izawa în raportul său — ca să se uşureze determinarea regimurilor de funcţionare cînd instalaţiile respective se vor automatiza ; în acest scop se recurge frecvent la folosirea calculatoarelor spre a rezolva problemele matematice deosebit de complicate.

Automatizări de instalaţii complete au fost însă puţin descrise în această ramură industrială ; trebuie totuşi remarcate raportul *Volter* (U.R.S.S.), care descrie o instalaţie de producere a polietilenei la mari presiuni, şi cel al lui *Montjean* (Franţa), care arată o soluţie foarte originală de încărcare automată cu produse de rafinare petrolieră într-o rafinărie.

Domeniul automatizărilor energetice a fost destul de larg reprezentat ; împărţite pe trei categorii : instalaţii termoenergetice, instalaţii hidroenergetice şi sisteme electroenergetice, referatele s-au axat, în special, pe utilizarea calculatoarelor automate în conducerea acestor procese. Astfel, trebuie remarcat raportul lui *Venikov* (U.R.S.S.) şi cel al lui *Tukernik* (U.R.S.S.), care, deşi arată numai aspecte generale fără a intra în amănunte, expune o serie de metode cu totul noi în conducerea optimală a sistemelor energetice, utilizînd procedeele ciberneticii tehnice. Venikov propune o serie de automatizări care se ocupă în special de ameliorarea regimurilor tranzitorii ale sistemelor energetice automatizate, regimuri unde, după cum se cunoaşte, nu s-a intervenit pînă în prezent cu mijloace automate. Tot în această direcţie, deşi mai restrînsă şi referindu-se numai la conducerea prin calculatoare, se pot cita referatele lui *Vamos* şi colab. (R.P. Ungară), *Kirchmayer* (S.U.A.), *Ruge* (Norvegia), *Tschumy* (Elveţia) şi *Glavitsch* (Elveţia). Aceste referate expun rezultate privind conducerea prin calculatoare după scheme noi, după cum unii sînt preocupaţi de analiza stabilităţii unor astfel de procedee (referatele elveţiene). Trebuie remarcate, de asemenea, şi referatele ce se ocupă de unele probleme generale de automatizări ale reactoarelor nucleare energetice (referat *Turpin* — Franţa) sau despre regimurile dinamice ale acestor reactoare (*M'Cherson* — Anglia).

Un alt domeniu industrial studiat a fost acela al problemelor aero-spaţiale. Se descriu o serie de instalaţii folosite pentru rachete şi sateliţi, precum şi pentru instalaţii meteorologice. De remarcat referatul lui *Taylor* (S.U.A.) despre o antenă terestră autoghidată, necesară pentru comunicaţii cu sateliţi.

Un domeniu industrial în care se constată o preocupare pentru introducerea automatizării este cel al transporturilor. Deşi nu s-au prezentat decît două referate, ele au stîrnit, prin originalitatea lor, un mare interes. Astfel, raportul lui *Csech* (Franţa) a descris o foarte interesantă realizare e echilibrare complet automată a arborilor cotiţi ai motoarelor de automobil. Acesta face parte din linia automată de producţie a motoarelor de la uzinele Renault. De asemenea, foarte interesant a fost raportul lui *Holl* (S.U.A.), care descrie o instalaţie originală de automatizare cu viteză constantă pentru autoturisme, pentru valori foarte mari de viteză pe autostrăzi (pînă la 200 km/h).

Deşi nu fac parte propriu-zis din automatizările industriale, ci din cibernetică, un număr relativ important de referate s-au axat pe problemele studierii comportării organismului uman la folosirea în instalaţii tehnice (5 referate). Deşi problemele respective au fost tratate în mod general, merită să fie relevate referatele : *Young* (S.U.A.), care tratează despre un model cu variaţii discrete ale mişcărilor ochiului omenesc şi cel al lui *Tomovic* (Jugoslavia), care, deşi nu aduce o contribuţie deosebit de însemnată în conceptele comenzilor automate în mişcările omeneşti, a arătat o încercare, expusă mai de mult, de a face o proteză pentru o mînă amputată.

În concluzie, se poate spune că referatele din grupa automatizărilor industriale, deşi acoperind numai o parte a industriei, au arătat importante realizări legate, în special, de analiza funcţionării dinamice a celor mai complexe instalaţii (industria petrolului şi a chimiei), precum şi de introducerea pe scară largă a calculatoarelor în conducerea proceselor (industria metalurgică şi energetică).

*

În după amiaza zilei de 4 septembrie a.c. a avut loc şedinţa de închidere a congresului. La această şedinţă s-au prezentat informări asupra desfăşurării lucrărilor din şedinţele pe secţii de către preşedinţii şi vicepreşedinţii comitetelor tehnice ale IFAC; aceste informări au fost cu totul generale şi s-au referit mai mult la anunţarea unor date statistice privind numărul de rapoarte, la numărul persoanelor ce au luat cuvîntul etc. În încheiere, prof. Gerecke a salutat din nou participanţii şi a făcut unele aprecieri asupra importanţei acestui congres; de relevat afirmaţia prof. Gerecke că acest congres a prilejuit strîngerea contactelor dintre oamenii de ştiinţă din est şi vest.

Trebuie menţionat, de asemenea, că în ultimele zile ale congresului s-a deschis şi expoziţia internaţională de electronică industrială. Deşi această expoziţie a avut, în special, un caracter comercial, şi cu toate că nu s-a bucurat de o prea mare participare, s-au putut vedea o serie de noi realizări în acest domeniu.

Se constată astfel o introducere pe scară largă a elementelor semiconductoare, miniaturizate în automatizări. De asemenea, traductoarele şi aparatele de măsură numerice au constituit marea majoritate a exponatelor. S-au putut remarca unele aparate noi, cum este, de exemplu, aparatul de sudură la temperaturi foarte înalte cu plasmă. S-au evidenţiat noi şi originale dispozitive de afişare numerică a datelor, precum şi un larg sortiment de elemente miniaturizate.

Nu a fost de loc reprezentat sectorul calculatoarelor electronice, după cum au fost foarte puţine exponate în domeniul automatizărilor industriale.

Expoziţia, cu toate lipsurile ei, a avut avantajul că a arătat unele dintre noile realizări industriale şi a dat posibilitate vizitatorilor ca, prin prospectele ce au fost date, să se informeze mai amănunţit de produsele moderne.

În concluzie, se poate aprecia că ultimul Congres IFAC s-a desfăşurat în foarte bune condiţii şi că nivelul comunicărilor prezentate reflectă preocupările moderne în acest domeniu atît de important.

Credem însă că ponderea lucrărilor teoretice a fost prea mare în comparaţie cu cele aplicative şi, mai ales, cele de elemente.

Congresul IFAC şi expoziţia INEL—63 au constituit un bun prilej de informare reciprocă între delegaţi, de strîngere a legăturilor între oamenii de ştiinţă din diferite ţări.

Poziţia ţării noastre a crescut în acest domeniu, lucru ilustrat şi prin faptul că actualmente R. P. Romînă ocupă două locuri în organele de conducere IFAC.

În legătură cu participarea ţării noastre la congres se poate face aprecierea pozitivă că delegaţia a urmărit cu viu interes comunicările şi s-a informat asupra rezultatelor obţinute în străinătate în domeniul automaticii; ea a folosit, de asemenea, prilejul contactelor personale cu oamenii de ştiinţă pentru a arăta preocupările noastre susţinute în acest domeniu.

Dr. ing. CONSTANTIN BELEA

Asupra determinării proceselor tranzitorii şi regimurilor stabilizate în sistemele automate neliniare şi autoacordabile

Determinarea proceselor tranzitorii şi regimurilor stabilizate în sistemele automate neliniare, avînd caracteristici liniare pe porţiuni

Fie un sistem neliniar de ordinul n cu m neliniarităţi ale cărui ecuaţii de mişcare au forma:

$$\dot{x}_k + \sum_{\alpha=1}^{n} a_{k\alpha}\, x_\alpha = \sum_{\beta=1}^{m} b_{k\beta}\, f_\beta\,(x_\beta) + \varphi_k\,(t),$$

$$(k = 1, 2, \ldots n;\ m \leqslant n), \qquad (1)$$

unde $a_{k\alpha}$, $b_{k\beta}$ sînt constante; $f_\beta\,(x_\beta)$ — funcţii neliniare date, care în lucrarea de faţă se vor considera liniare pe porţiuni:

$$f_\beta\,(x_\beta) = k_{\beta q_\beta}\, x_\beta + l_{\beta q_\beta},$$

$$(\beta = 1, 2, \ldots, m;\quad q_\beta = 1, 2, \ldots, N_\beta), \qquad (2)$$

$k_{\beta q_\beta}$ şi $l_{\beta q_\beta}$ — de asemenea constante; $\varphi_k\,(t)$ — funcţii de comandă sau perturbatoare.

În formă matricială sistemul de ecuaţii (1) devine:

$$\dot{X} + AX = BF + \Phi, \qquad (3)$$

unde :

$$A = \left\| \begin{matrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{n2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{matrix} \right\| ; \quad B = \left\| \begin{matrix} b_{11} & b_{12} \dots & b_{1m} \\ b_{21} & b_{22} \dots & b_{2m} \\ \dots & \dots & \dots \\ b_{n1} & b_{n2} \dots & b_{nm} \end{matrix} \right\| ;$$

$$F = \left\| \begin{matrix} f_1 (x_1) \\ f_2 (x_2) \\ \vdots \\ f_m (x_m) \end{matrix} \right\| ; \quad \Phi = \left\| \begin{matrix} \varphi_1 (t) \\ \varphi_2 (t) \\ \vdots \\ \varphi_n (t) \end{matrix} \right\| .$$

În mişcarea lui, punctul de coordonate X trece de pe o porţiune liniară pe alta a fiecărei neliniarităţi $f_\beta (x_\beta)$ traversînd suprafeţele $G_{\beta q_\beta}$, determinate de ecuaţiile* :

$$x_\beta (t) = x_{\beta q_\beta} ; \quad (q_\beta = 1, 2, \dots, N_\beta), \qquad (4)$$

unde $x_{\beta q_\beta}$ sînt valori date. Între două suprafeţe vecine $G_{\beta q_\beta - 1}$ şi $G_{\beta q_\beta}$ există un domeniu $H_{\beta q_\beta}$, în care este valabilă relaţia liniară corespunzătoare (2).

Se notează cu $t_{\beta q_\beta r}$ momentele de trecere a traiectoriei mişcării $X(t)$ prin suprafeţele $G_{\beta q_\beta}$, adică soluţiile pozitive ale ecuaţiilor (4). Indicele r indică succesiunea cronologică pentru toate momentele de comutaţie a tuturor caracteristicilor neliniare :

$$0 \leqslant t_{\beta q_\beta 1} \leqslant t_{\gamma q_\gamma 2} \leqslant t_{\delta q_\delta 3} \leqslant \dots \leqslant t_{\beta q_\beta r} \leqslant \dots \qquad (5)$$

Momentele $t = t_{\beta q_\beta r}$ ($\beta = 1, 2, \dots, m$; $q_\beta = 1, 2, \dots, N_\beta$; $r = 1, 2, 3, \dots$) împart semiaxa timpului $t \geqslant 0$ în intervale, în interiorul cărora ecuaţiile de mişcare sînt liniare, iar soluţia lor $X(t)$ depinde univoc şi continuu de condiţiile iniţiale $X_{\beta q_\beta r}$. În afară de aceasta, traiectoria mişcării este continuă, ceea ce rezultă din ecuaţiile de mişcare (1). Într-adevăr, orice discontinuitate finită a funcţiilor $f_\beta (x_\beta)$ şi $\varphi_k (t)$ se răsfrînge direct asupra derivatelor $\dot{x}_k$, coordonatele x_α rămînînd continue. Cum însă unele derivate $\dot{x}_k$ pot fi discontinue, apare posibilitatea unor regimuri alunecătoare, ceea ce trebuie avut în vedere la studiul sistemelor neliniare.

Una dintre problemele de bază ale teoriei sistemelor neliniare constă în determinarea regimurilor tranzitorii generate de anumite condiţii iniţiale date şi de acţiunea forţelor exterioare $\varphi_k (t)$ (de comandă sau perturbatoare). Forţele exterioare de tip polinominal, inclusiv funcţiile 1 (t) şi $\delta (t)$, care se folosesc mai des în teoria sistemelor automate, pot fi introduse în calcule prin modificarea corespunzătoare a condiţiilor iniţiale. Forţele exterioare de alt tip şi îndeosebi cele cu caracter aleatoriu nu pot fi reduse prin modificarea condiţiilor iniţiale. În acest caz trebuie integrate ecuaţiile de mişcare în forma lor generală (3).

Integrarea se poate efectua prin cuantificarea timpului, alegînd un pas de integrare τ adecvat. Intervalul dintre două comutări succesive $t_{\beta q_\beta r} - t_{\beta q_\beta r-1}$, în general, nu cuprinde un număr întreg de paşi τ. De aceea, momentele de trecere dintr-un domeniu de liniaritate în altul şi valorile corespunzătoare ale coordonatelor X, care rămîn mai departe în interiorul domeniilor respective de liniaritate, se pot determina exact prin metoda iteraţiei, sau aproximativ, prin interpolare sau extrapolare de diferite ordine pe baza ecuaţiilor (4).

Problema formulată se întîlneşte frecvent în analiza sistemelor automate neliniare cu una sau mai multe neliniarităţi ; prin rezolvarea acestei probleme se obţin procesele tranzitorii de la un regim dinamic la altul în sistemele neliniare, inclusiv cele optimale şi autoacordabile, se obţine timpul de răspuns al acestora la diferite acţiuni de comandă sau perturbatoare.

O altă problemă importantă în teoria sistemelor automate neliniare este determinarea ciclurilor limită şi interpretarea lor. Spre deosebire de problema determinării regimurilor tranzitorii, la care succesiunea de comutare a caracteristicilor neliniare (tipul mişcării) se obţine în mod natural, ca fiind unică pentru condiţii de mişcare date ; la determinarea ciclurilor limită condiţiile iniţiale nu pot fi dinainte precizate şi alegerea ordinii de succesiune a comutărilor caracteristicilor neliniare prezintă dificultăţi mari. Problema se complică şi mai mult cu creşterea numărului neliniarităţilor şi porţiunilor lor liniare. Parţial această problemă a fost rezolvată pentru cîteva tipuri particulare de sisteme neliniare [1], [2], [3]. În general însă, problema este nerezolvată. Totuşi, pornind de la condiţiile cele mai probabile de funcţionare a sistemelor neliniare, se poate aprecia tipul mişcării. În afară de aceasta, pe baza teoriei sistemelor optimale şi a programării dinamice, se pot determina variantele optime de mişcare şi lua măsuri pentru înlăturarea variantelor necorespunzătoare. La nivelul tehnicii de calcul actuale, această problemă nu mai prezintă dificultăţi deosebite şi de aceea se poate considera că tipul mişcării poate fi predeterminat. Cunoscînd tipul mişcării, adică ordinea de comutare a tuturor caracteristicilor neliniare sau succesiunea momentelor $t_{\beta q_\beta r}$ pe traiectorie, se poate construi traiectoria mişcării şi impune condiţiile ca această traiectorie să se închidă. Din aceste condiţii se determină toate elementele ciclurilor limită. Aceste elemente trebuie să satisfacă o serie de con-

* Uneori în aceste ecuaţii nu intră coordonatele sistemului, ci derivatele lor, cum este cazul caracteristicilor de tipul jocului, pentru care în unele puncte de comutaţie avem $\dot{x}_\beta (t) = 0$; altfel aceste relaţii sînt însoţite de condiţii suplimentare, ca în cazul unor sisteme autoacordabile.

diţii şi, în primul rînd, condiţiile (5). Metoda schiţată a fost propusă de A. A. Andronov şi este cunoscută în literatură sub numele de metoda determinării punctelor fixe ale transformărilor punctuale. Amănuntele acestei metode se pot găsi în literatură [4], [5].

Lucrarea aceasta se va limita la prezentarea cîtorva posibilităţi pe care le oferă aplicarea metodei de calcul, dezvoltate în lucrările [6], [10] şi anexa acestei comunicări. Construind traiectoria mişcării cu ajutorul unor relaţii de forma (1-a), (3-a) din anexă, unde se ia un număr limitat de termeni, condiţiile de închidere a traiectoriei nu conduc la ecuaţii transcendente, ca de obicei, care sînt greu de rezolvat, ci la ecuaţii algebrice de diferite grade, după numărul de termeni luaţi în dezvoltarea (3-a). În felul acesta se pot construi modele algebrice, uşor de rezolvat, care reproduc, cu o precizie mai mare sau mai mică, ciclul limită. Precizia este cu atît mai mare, cu cît gradul modelului algebric este mai mare. În cazul ciclurilor limită rapide, care prezintă importanţă practică mai mare, precizia modelului algebric este suficient de bună chiar şi atunci cînd limitarea se face la doi termeni în dezvoltarea (3-a).

Spre deosebire de alte metode aproximative, metoda modelelor algebrice permite determinarea nu numai a elementelor generale (amplitudine, perioadă, defazaj între coordonate) ale ciclului limită, ci şi a elementelor de detaliu (momentele de comutare a caracteristicilor neliniare, forma oscilaţiilor etc.), întocmai ca orice metodă exactă. În plus se poate evalua oricînd precizia cu care s-au obţinut aceste elemente.

Modelele algebrice ale ciclurilor limită permit de asemenea rezolvarea problemei stabilităţii acestora pe baza teoriei generale a stabilităţii după Leapunov, întocmai ca în cazul metodelor exacte de determinare şi analiză a stabilităţii ciclurilor limită.

Studiul sistemelor autoacordabile cu ajutorul modelelor algebrice din teoria sistemelor neliniare

Modelele algebrice pot fi folosite şi la analiza şi sinteza sistemelor autoacordabile. Prin însuşi principiul lor de funcţionare, sistemele autoacordabile sînt sisteme neliniare. Ele conţin neliniarităţi atît în obiectele de reglare, cît şi în dispozitivele de comandă. Ultimele pot fi, de asemenea, dispozitive liniare cu coeficienţi variabili, dar uneori şi acestea pot fi reduse la dispozitive neliniare cu coeficienţi constanţi. În felul acesta o mare varietate de sisteme autoacordabile pot fi analizate ca sisteme neliniare, cu cel puţin două neliniarităţi: una funcţională (la obiect) şi alta de comandă (la dispozitivul de comandă). Prima este o funcţie extremală, iar a doua este de regulă o funcţie de tip releu. Dacă funcţia extremală se aproximează cu o funcţie liniară pe porţiuni, atunci se pot aplica metodele de studiu prezentate în paragraful precedent.

În funcţionarea sistemelor autoacordabile se disting două tipuri de mişcări: mişcarea de căutare a extremului şi mişcarea în direcţia extremului. În acest paragraf se va arăta metodica determinării acestor mişcări cu ajutorul modelelor algebrice. Pentru aceasta se va considera sistemul autoacordabil din figura 1*.

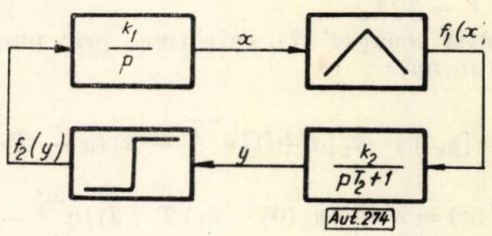


Fig. 1. Sistem autoacordabil de ordinul II.

Ecuaţiile de mişcare ale acestui sistem au forma:

$$\dot{x} = k_1 f_2(y);$$
$$\dot{y} + \frac{1}{T_2} y = \frac{k_2}{T_2} f_1(x); \qquad (6)$$
$$f_1(x) = \pm x + l;$$
$$f_2(y) = \pm 1.$$

Condiţiile de comutare pentru cele două caracteristici neliniare sînt:

$$x_c = 0 \quad \text{pentru } f_1;$$
$$y_c = y_M - \Delta,\ \dot{y}_c < 0 \quad \text{pentru } f_2,$$

unde y_M reprezintă valoarea maximă a coordonatei y în decursul unei semioscilaţii, iar Δ o mărime constantă.

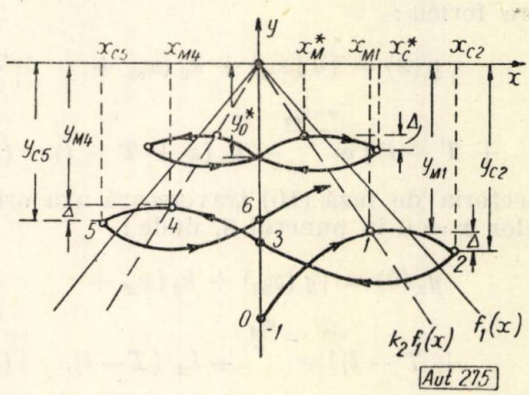


Fig. 2. Procesul tranzitoriu şi ciclul limită al sistemului autoacordabil din figura 1.

Urmărind mişcarea care porneşte din punctul $y_0(0) = -1$, $x(0) = 0$ în direcţia $x > 0$ (punctul 0 din fig. 2), ecuaţiile (6) iau forma:

$$\frac{dx}{dt} = k_1;$$

* Acelaşi sistem se studiază şi în lucrarea [7] în cazul unei neliniarităţi funcţionale analitice de tipul $f_1(x) = (kx)^2$.

$$\frac{dy}{dt} = -\frac{1}{T_2} y + \frac{k_2}{T_2}(-x + l),$$

sau eliminînd variabila t şi considerînd pe x ca variabilă independentă :

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{1}{T} y + \frac{k_2}{T}(-x + l), \qquad (7)$$

unde $T = k_1 T_2$.

Soluţia ecuaţiei (7), care trece prin punctul 0, are forma :

$$y(x) = [y_0(0) - k_2(T + l)]\, e^{-\frac{x}{T}} - k_2(x - T - l),$$

$$y'(x) = -\frac{1}{T}[y_0(0) - k_2(T + l)]\, e^{-\frac{x}{T}} -$$

$$- k_2 = -\frac{1}{T}[y - k_2(-x + l)]$$

$$y'(0) = -\frac{1}{T}[y(0) - l] > 0. \qquad (8)$$

Se vede că funcţia $y(x)$ porneşte din punctul 0 în sus, atinge un maximum y_M în punctul 1 la intersecţia cu dreapta $y = k_2(-x+l) = k_2 f_1(x)$, în care $y'(x)$ se anulează, apoi porneşte în jos pînă în punctul 2 ($y_c = y_M - \Delta$), în care neliniaritatea f_2 comutează pe valoarea -1. În consecinţă ecuaţia (8) se înlocuieşte cu ecuaţia

$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{T} y - \frac{k_2}{T}(-x + l). \qquad (9)$$

Soluţia ecuaţiei (9), care trece prin punctul 2, are forma :

$$y(x) = [y(x_{c2}) + k_2(x_{c2} +$$

$$+ T - l)]\, e^{\frac{x - x_{c2}}{T}} - k_2(x + T - l). \qquad (10)$$

Traiectoria de fază (10) traversează axa ordonatelor $x = 0$ în punctul 3, unde :

$$y_3(0) = [y(x_{c2}) + k_2(x_{c2} +$$

$$+ T - l)]\, e^{-\frac{x_{c2}}{T}} - k_2(T - l). \qquad (11)$$

În acest punct comutează caracteristica f_1, şi ecuaţia de mişcare devine :

$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{T} y - \frac{k_2}{T}(x + l) \qquad (12)$$

şi are soluţia :

$$y(x) = [y_3(0) - k_2(T + l)]\, e^{\frac{x}{T}} + k_2(x + T + l)$$

$$y'(x) = \frac{1}{T}[y_3(0) - k_2(T + l)]\, e^{\frac{x}{T}} + k_2. \qquad (13)$$

În punctul 5 caracteristica f_2 comutează pe valoarea $+1$, şi ecuaţia (12) se înlocuieşte cu ecuaţia :

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{1}{T} y + \frac{k_2}{T}(x + l), \qquad (14)$$

care are soluţia :

$$y(x) = [y(x_{c5}) - k_2(x_{c5} - T +$$

$$+ l)]\, e^{-\frac{x - x_{c5}}{T}} + k_2(x - T + l). \qquad (15)$$

Astfel se determină traiectoria de fază care reprezintă procesul tranzitoriu în sistem. Pentru determinarea ciclului limită, în virtutea simetriei sistemului, este suficient să se impună condiţia ca punctele 0 şi 3 sau 3 şi 6 să coincidă :

$$y_0(0) = y_3(0) = y_0^*.$$

După cîteva transformări rezultă ecuaţiile ciclului limită :

$$[k_2(x_M^* + x_c^* - T) + \Delta]\, e^{-\frac{x_c^*}{T}} + k_2(T - l) = -y_0^*;$$

$$[y_0^* - k_2(T + l)]\, e^{-\frac{x_c^*}{T}} - k_2(x_c^* - x_M^* - T) = -\Delta; \qquad (16)$$

$$\frac{1}{T}[y_0^* - k_2(T + l)]\, e^{-\frac{x_M^*}{T}} = k_2,$$

prin rezolvarea cărora se obţin elementele y_0^*, x_M^* şi x_c^* (fig. 2).

Rezolvarea ecuaţiilor ciclului limită (16) este o problemă destul de grea. Problema se complică şi mai mult în cazul sistemelor de ordin superior, deoarece trebuie rezolvate mai întîi ecuaţiile lor caracteristice pentru a putea stabili şi apoi rezolva ecuaţiile ciclului limită. Modelele algebrice permit înlăturarea în bună parte a acestor dificultăţi fără a se pierde prea mult din precizia rezultatelor.

În general modelele algebrice se obţin direct la integrarea ecuaţiilor dinamice fără a mai rezolva ecuaţiile lor caracteristice, aşa cum s-a arătat în paragraful precedent. În cazul de faţă modelele algebrice se obţin prin înlocuirea expresiilor de forma e^x cu formulele* :

(A) $e^x = \frac{2 + x}{2 - x}$, $-0{,}24 \leqslant x \leqslant 0{,}21$;

(B) $e^x = \frac{12 + 6x + x^2}{12 - 6x + x^2}$, $-1{,}15 \leqslant x \leqslant 0{,}79$;

(C) $e^x = \frac{720 + 320\,x + 60\,x^2 - x^4}{720 - 320\,x + 60\,x^2 - x^4}$ $-2{,}15 \leqslant x \leqslant 1{,}32$.

* Prima formulă stă la baza metodei secantelor a lui Başkirov [8].

În dreptul acestor formule s-au dat domeniile în care eroarea de calcul nu depăşeşte 10^{-3}.

Pentru a simplifica relaţiile de calcul se va particulariza sistemul din figura 1, luînd :

$$k_1 = k_2 = T_2 = 1, \quad l = 0, \quad \Delta = 0{,}1.$$

În aceste condiţii soluţiile (8), (10), (13), (15) devin :

$$y(x) = [y(0) - 1]\frac{2-x}{2+x} - x + 1;$$

$$y'(x) = -[y(0) - 1]\frac{2-x}{2+x} - 1, \qquad (17)$$

pentru traiectoriile de tipul 0—2, 6—8 etc.;

$$y(x) = [y(x_c) - x_c + 1]\frac{2+(x-x_c)}{2-(x-x_c)} - x - 1, \qquad (18)$$

pentru traiectoriile de tipul 2—3;

$$y(x) = [y(0) - 1]\frac{2+x}{2-x} + x + 1;$$

$$y'(x) = [y(0) - 1]\frac{2+x}{2-x} + 1, \qquad (19)$$

pentru traiectoriile de tipul 3—5;

$$y(x) = [y(x_c) - X_c + 1]\frac{2-(x-x_c)}{2+(x-x_c)} + x - 1, \qquad (20)$$

pentru traiectoriile de tipul 5—6.

Relaţiile (17—20) constituie modelul (A).

Relaţii asemănătoare se obţin pentru modelul (B), (C) etc.

Efectuîndu-se calculele cu ajutorul modelelor algebrice (A) şi (B), s-au obţinut valorile din tabela 1.

Tabela 1

Coord. / Punctele	Modelul (A)			Modelul (B)		
	x	y	t	x	y	t
0	0	−1	1	0	−1	0
1	0,5	−0,5	0,5	0,7	−0,7	0,7
2	0,73	−0,6	0,73	1,2	−0,8	1,2
3	0	−0,48	1,46	0	−0,58	2,4
4	−0,38	−0,38	1,84	−0,44	−0,44	2,84
5	−0,96	−0,48	2,42	−0,86	−0,54	3,26
6	0	−0,49	3,38	0	−0,44	4,12
7	0,38	−0,38		0,36	−0,36	4,48
8	0,96	−0,48		0,84	−0,46	4,96
9	0	−0,49		0	−0,40	5,80
10				−0,36	−0,36	
11				−0,84	−0,46	
12				0	−0,40	

În figura 3 s-au reprezentat traiectoriile de fază obţinute cu ajutorul celor două modele. Traiectoria (B) nu iese mult din domeniul în care formula respectivă dă o eroare sub 10^{-3}. Dar, ţinînd seamă că erorile se acumulează, se poate considera că această traiectorie reprezintă

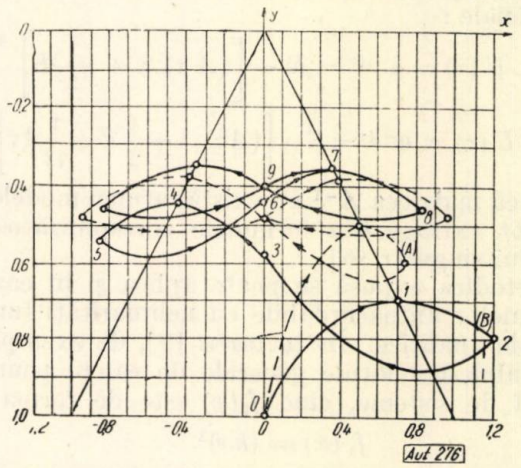


Fig. 3. Două aproximaţii succesive ale procesului tranzitoriu şi ale ciclului limită din figura 2.

mişcarea cu o precizie de ordinul 10^{-2}. În schimb, eroarea cu care traiectoria (A) s-a abătut de la cea exactă este mult mai mare (de ordinul 10^{-1}). Se poate arăta că traiectoria exactă este cuprinsă între traiectoriile (A) şi (B), fiind foarte apropiată de (B).

Traiectoriile (A) şi (B) diferă mai mult una de alta în domeniul regimurilor tranzitorii şi mai puţin în domeniul ciclului limită. Astfel, timpul regimului tranzitoriu este în primul caz 3,38 s, iar în al doilea caz 5,80 s, acesta fiind foarte apropiat de realitate. Perioada oscilaţiilor de-a lungul ciclului limită este de $4 \times 0{,}96 = 3{,}84$ s în cazul traiectoriei (A) şi de $4 \times 0{,}84 = 3{,}36$ s în cazul traiectoriei (B).

Din analiza sumară a acestor rezultate se poate trage concluzia că modelul (A) este aplicabil în calculele de orientare, iar modelul (B) în calculele mai exacte. Modelul (C) prezintă dificultăţi mari de calcul, care nu pot fi compensate printr-o creştere insensibilă a preciziei. Îmbunătăţirea preciziei calculelor se poate realiza şi cu modelele (A) şi (B) prin divizarea timpului t (sau coordonatei x) în intervale egale de mărime convenabil aleasă. În acest caz, pentru modelul (A) din relaţia (17), de exemplu, se obţine formula de recurenţă :

$$y(x_{k+1}) = [y(x_k) + x_k - 1]\frac{2-\Delta x}{2+\Delta x} - x_{k+1} + 1,$$

$$\Delta x = x_{k+1} - x_k, \quad (k = 0, 1, 2, \ldots).$$

În acelaşi mod se pot calcula procesele tranzitorii şi regimurile stabilizate (ciclurile limită) în orice sistem de ordin superior sau multiconex, liniar pe porţiuni. Integrarea ecuaţiilor de mişcare se poate efectua sub formă parame-

trică în raport cu timpul t sau în raport cu o coordonată x. Metoda şi relaţiile generale de calcul sînt aceleaşi, dar reprezentarea grafică a tabloului mişcării nu mai este totdeauna posibilă. În afară de aceasta, la sistemele de ordin superior şi multiconex se folosesc modelele matriciale :

$$(A)\quad U(\tau) = e^{-A\tau} = E - \left[(A\tau)^{-1} + \frac{1}{2}E\right]^{-1};$$

$$(B)\quad U(\tau) = e^{-A\tau} = E - \left[(A\tau)^{-1} + \frac{1}{2}E + \frac{1}{12}A\tau\right]^{-1}.$$

Dacă matricea A^{-1} nu există, atunci modelele se pot extrage din formulele corespunzătoare cazului singular [6].

Metodica expusă se poate aplica şi în cazul sistemelor autoacordabile cu neliniarităţi funcţionale analitice. În lucrarea [9], de exemplu, se stabilesc relaţiile generale de calcul pentru astfel de sisteme, cînd $f_1(x)$ este de forma :

$$f_1(x) = (kx)^2.$$

ANEXĂ

Algoritmul lui Gauss şi aplicarea lui la integrarea ecuaţiilor diferenţiale

Într-o comunicare precedentă [10] s-au prezentat următoarele relaţii de calcul pentru soluţia unui sistem de ecuaţii diferenţiale omogene cu coeficienţi constanţi :

$$X[k+1)\tau] = U(\tau)\,X(k\tau), (k=0,1,2,\ldots) \qquad (1\text{-a})$$

unde :

$$U(\tau) = E - R^{-1}(\tau) \qquad (2\text{-a})$$

în care :

$$R(\tau) = (A\tau)^{-1} + \frac{1}{2}E + \frac{1}{12}A\tau - \frac{1}{720}(A\tau)^3 + \frac{1}{30240}(A\tau)^5 - \ldots (\tau < \tau \text{ conv.}). \qquad (3\text{-a})$$

Pentru aplicarea acestor formule trebuie să se calculeze matricele inverse A^{-1} şi $R^{-1}(\tau)$. Calculul acestor matrice se poate face uşor cu ajutorul algoritmului lui Gauss. În cele ce urmează se prezintă una din schemele de aplicare a acestui algoritm [11].

Fie $\|a_{ij}\|$ elementele matricei A. Cu acestea se formează matricea-bloc :

$$\left\|\begin{array}{cccc|cccc} a_{11} & a_{12} & \ldots & a_{1n} & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ a_{21} & a_{22} & \ldots & a_{2n} & 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ a_{n1} & a_{n2} & \ldots & a_{nn} & 0 & 0 & \ldots & 1 \\ \hline -1 & 0 & \ldots & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & -1 & \ldots & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & -1 & 0 & 0 & \ldots & 0 \end{array}\right\| \quad \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{matrix} \; 2n \text{ linii} \qquad (4\text{-a})$$

$$\underbrace{\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad}_{2n \text{ coloane}}$$

Dacă asupra primelor linii ale matricii-bloc (4-a) se aplică algoritmul lui Gauss, apoi se continuă cu transformările elementare între liniile transformate şi ultimele în linii ale matricii-bloc (4-a) pînă se ajunge la o matrice-bloc de forma :

$$\left\|\begin{array}{cccc|cccc} g_{11} & g_{12} & \ldots & g_{1n} & h_{11} & h_{12} & \ldots & h_{1n} \\ 0 & g_{22} & \ldots & g_{2n} & h_{21} & h_{22} & \ldots & h_{2n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & g_{nn} & h_{n1} & h_{n2} & \ldots & h_{nn} \\ \hline 0 & 0 & \ldots & 0 & b_{11} & b_{12} & \ldots & b_{1n} \\ 0 & 0 & \ldots & 0 & b_{21} & b_{22} & \ldots & b_{2n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 0 & b_{n1} & b_{n2} & \ldots & b_{nn} \end{array}\right\| \qquad (5\text{-a})$$

unde $G = \|g_{ij}\|$ este o matrice triunghiulară sau diagonală, în care ordinea liniilor poate fi oarecare (nu-i obligatorie ordinea din acest tabel), iar $H = \|h_{kl}\|$ — o matrice ale cărei elemente nu interesează, atunci matricea $B = \|b_{ml}\|$ reprezintă matricea A^{-1} :

$$B = A^{-1}. \qquad (6\text{-a})$$

Esenţialul în forma (5-a) constă în aceea că, pentru a se obţine egalitatea (6-a), toate elementele matricei $n \times n$ din stînga-jos trebuie să fie nule.

În particular, dacă matricea A are forma* :

$$A = \left\|\begin{array}{ccccc} 0 & -1 & 0 \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \ldots & 0 & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & 0 \ldots & 0 & -1 \\ a_0 & a_1 & a_2 \ldots & a_{n-2} & a_{n-1} \end{array}\right\|.$$

atunci se obţine :

$$A^{-1} = \left\|\begin{array}{ccccccc} \frac{a_1}{a_0} & \frac{a_2}{a_0} & \frac{a_3}{a_0} & \ldots & \frac{a_{n-1}}{a_0} & \frac{1}{a_0} \\ -1 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & -1 & 0 \end{array}\right\|.$$

Tot astfel se obţine şi matricea $R^{-1}(\tau)$. Dar inversarea matricei $R(\tau)$ nu este totdeauna necesară. Într-adevăr, dacă se introduce formula (2-a) în soluţia (1-a), rezultă :

$$X_{k+1} = [E - R^{-1}(\tau)]\,X_k$$

sau

$$X_k - X_{k-1} = R^{-1}(\tau)\,X_k. \qquad (7\text{-a})$$

* Această matrice este frecvent întîlnită în calculul dinamic al sistemelor automate.

Notînd

$$X_k - X_{k+1} = Y_{k+1} \qquad (8\text{-a})$$

relaţia (7-a) devine :

$$Y_{k+1} = R^{-1}(\tau)\, X_k$$

sau

$$R(\tau)\, Y_{k+1} = X_k \qquad (9\text{-a})$$

În acest caz, X_k reprezintă o matrice-coloană cunoscută (elementele ei sînt condiţiile iniţiale pentru intervalul respectiv), iar Y_{k+1} — o matrice-coloană în care intră soluţia X_{k+1} de la sfîrşitul intervalului, conform relaţiei (8-a).

Relaţia (9-a) reprezintă un sistem de ecuaţii liniare scris în formă matricială. După cum se ştie, acest sistem se poate rezolva fără a calcula matricea inversă $R^{-1}(\tau)$, aplicînd algoritmul lui Gauss în următoarea schemă :

$$\left\|\begin{array}{cccc|c} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1n} & x_{k1} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2n} & x_{k2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{n1} & r_{n2} & \dots & r_{nn} & x_{kn} \\ \hline -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -1 & 0 \end{array}\right\| \left\|\begin{array}{cccc|c} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1n} & h_1 \\ 0 & g_{22} & \dots & g_{2n} & h_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & g_{nn} & h_n \\ \hline 0 & 0 & \dots & 0 & y_{k+1,1} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & y_{k+1,2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & y_{k+1,n} \end{array}\right\| \qquad (10\text{-a})$$

în care $\|r_{ij}\| = R(\tau)$, $\|x_{ki}\| = X_k$ şi $\|y_{k+1,l}\| = Y_{k+1}$, iar $\|g_{ij}\| = G$ şi $\|h_i\| = H$, sînt matrice ale căror elemente nu interesează.

Soluţia ecuaţiei (9-a) este dată de coloana din dreapta-jos a ultimei matrici-bloc din transformarea (10-a). Din aceasta se extrag valorile corespunzătoare sfîrşitului intervalului considerat :

$$X_{k+1} = X_k - Y_{k+1}.$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Neimark, I. I. *O periodiceskih dvijeniah releinth sistem.* În cartea Sbornik pamiati A. A. Andronova. A.N. S.S.S.R., 1955.

[2] Tu Siui-Jan, Tei Lui-Rî. *Avtokolebania v odnokonturnoi sisteme avtomaticeskovo regulirovania. soderjaşcei dva simmetricinth rele.* În : Avtomatika i telemehanika, **20**, nr. 1, 1959.

[3] Belea, C. C. *O tocinom opredelenii-periodiceskih rejimov v releinoi sisteme avtomaticeskovo regulirovania s neskolkimi releintmi elementami.* În : Avtomatika i telemekanika, **22**, nr. 12, 1961.

[4] Neimark, I. I. *Metod tocecinth preobrazovanii v teorii nelineinth sistem.* În : Radiofizika **I**, nr. 1, 2, 5—6, 1958.

[5] Belea, C. C. *Opredelenie dinamiceskih proţesov v kusocino-lineinth sistemah avtomaticeskovo regulirovania.* În : Izvestia A.N. S.S.S.R., OTN, Energhetika i avtomatika, nr. 3, 1962.

[6] Belea, C. C. *Integrarea ecuaţiilor dinamice şi determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate.* În : Automatica şi Electronica 7, nr. 1, 1963.

[7] Feldbaum, A. A. *Vicislitelnte ustroistva v avtomaticeskih sistemah.* Moscova, Fizmatghiz, 1959.

[8] Başkirov, D. A. *Metod sekuşcih.* În cartea Osnovî avtomaticeskovo regulirovania. Moscova, Maşghiz, 1954.

[9] Belea, C. C., Munteanu, F. *Unele probleme ale funcţionării sistemelor autoacordabile.* În : Bul. A.M.G., nr. 2, partea a doua, 1963.

[10] Belea, C. C. *Determinarea regimurilor tranzitorii în sistemele automate cu ajutorul unei noi metode automate de integrare a ecuaţiilor dinamice.* Lucrările sesiunii de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii a Academiei R.P.R., Bucureşti, 1962.

[11] Gantmaher, F. R. *Teoria matriţ.* Moscova, Gostehizdat, 1953.

EDM. NICOLAU, I. WEBER şi ST. GAVĂT

Aparate pentru recunoaşterea automată a vocalelor

În literatura de specialitate se descriu numeroase aparate destinate sintezei semnalelor sonore, aceasta în special în legătură cu sistemele de transmitere a convorbirilor telefonice cu o bandă de frecvenţă cît mai îngustă. De asemenea, se descriu şi unele aparate capabile de a recunoaşte semnale sonore.

Problema recunoaşterii semnalelor sonore prezintă atît un interes general teoretic, cît şi unul practic. Din punct de vedere teoretic, prin realizarea unor aparate capabile de a recunoaşte semnalele sonore se realizează un pas înainte în înţelegerea modului de funcţionare a sistemelor analoge care există în sistemul nervos central. Din punct de vedere practic se menţionează realizarea unor aparate capabile ca, pe baza unor comenzi verbale, recunoscînd semnalele sonore, să comande diferite dispozitive, ca maşini de scris sau maşini-unelte.

În cele ce urmează se va face, în primul rînd, o teorie generală, referitoare la recunoaşterea semnalelor.

O problemă a ciberneticii actuale este stabilirea criteriilor pe baza cărora pot fi identificate semnalele care aparţin anumitor clase (denumite, în general, „alfabete").

Această problemă poate fi abordată la niveluri foarte diverse. La un nivel elementar se pune problema recunoaşterii prezenţei sau absenţei unui semnal — de obicei a unui impuls standard. La un nivel mai înalt apare problema mai complexă a recunoaşterii formelor geometrice : linii drepte, linii curbe, concavităţi, cavităţi interioare sau exterioare etc. Plecînd de

aici se elaborează programe pentru recunoaşterea automată a literelor.

Desigur că la un nivel mai înalt se pot elabora programe mai complexe, care să permită stabilirea specificităţii stilurilor, fie în artele grafice, fie în muzică.

În orice caz, creierul uman este suficient de complex pentru ca dintr-un mesaj sonor să extragă o multitudine de informaţii. Astfel, în afara sensului gramatical şi logic, din mesajul sonor se pot desprinde o serie de informaţii cu privire la personalitatea celui care a produs mesajul, locul în care acesta vorbeşte (spaţiu liber, cameră cu reverberaţie etc.), starea sa afectivă din momentul respectiv.

Pentru a se aborda problema generală a recunoaşterii este necesar ca, în primul rînd, să se elaboreze o teorie generală a recunoaşterii. În momentul de faţă, această sarcină este în bună parte îndeplinită.

A recunoaşte un element al unui „alfabet" înseamnă a stabili cărei categorii, cărui element tip din alfabetul respectiv se subsumează elementul considerat. Cu alte cuvinte, recunoaşterea poate fi considerată şi ca o problemă de clasificare a unor elemente date, prin compararea lor cu anumite prototipuri. Dar, pentru a clasifica, se pleacă întotdeauna de la un anumit criteriu de clasificare. În momentul în care se urmăreşte automatizarea procesului de recunoaştere, este firesc ca aceste criterii să fie obiective.

În cazul semnalelor optice, de exemplu, se poate pune problema identificării culorilor. În acest caz se pleacă de la faptul bine stabilit din punct de vedere fiziologic, anume de la posibilitatea pe care o are oricare culoare C de a fi descompusă în trei culori fundamentale C_i, de lungimi de undă fixe λ_i şi de intensităţi A_i.

Problema recunoaşterii unei culori C revine deci la stabilirea celor trei indici caracteristici A_i.

În mod asemănător se poate proceda cu oricare din mărimile care trebuie recunoscute. În cazul unor forme grafice — cum ar fi, de exemplu, literele din alfabetul latin — s-au elaborat algoritmi pe baza cărora pot fi identificate cele 26 de litere în cauză.

Cînd este vorba de semnale sonore, problema poate fi abordată, evident, dintr-un punct de vedere asemănător procedeului adoptat în optică, recurgînd la o analiză Fourier.

Revenind la problema generală a recunoaşterii formelor, se admite că mulţimea criteriilor de clasificare este cunoscută şi de asemenea se cunosc indicii caracteristici. În exemplul dat anterior referitor la culori, aceşti indici sînt lungimile de undă λ_i şi intensităţile respective A_i. În alte cazuri, cum ar fi de exemplu recunoaşterea literelor, nu se recurge la date cantitative, ci la date calitative, privind calităţile topologice ale elementelor studiate. În dispozitivele automate aceste note calitative sînt însă, de obicei, traduse prin criterii cantitative. În general, absenţa sau prezenţa unei anumite note poate fi codificată simplu, notînd cu 1 prezenţa şi cu 0 absenţa notei respective.

La rîndul lor, notele pot fi numerotate. Este evident că în cazul dispozitivelor automate de recunoaştere se lucrează cu un număr finit de indici de recunoaştere.

În teoria generală a recunoaşterii se consideră un spaţiu abstract E, n-dimensional, fiecare din variabilele independente corespunzînd domeniului de variaţie al uneia din notele caracteristice mărimii de identificat, sau — spre a întrebuinţa un alt termen, poate mai adecvat, — indicilor de recunoaştere.

Spaţiul E poate fi cu conexiune simplă sau nu. Se consideră apoi o partiţie a acestui spaţiu total. Din aceasta se înţelege că, fiind date două subspaţii I_j şi I_k care ambele sînt cuprinse în E:

$$I_j \subset E; \quad I_k \subset E,$$

subzistă relaţiile:

$$I_j \cap I_k = \Phi \tag{1}$$

pentru orice $j \neq k$ şi unde Φ este mulţimea vidă.

De asemenea, se poate scrie:

$$\bigcup_{i \in I} I_i = E$$

unde $I = 1, \ldots n$ — este mulţimea indicilor de indexare.

Se admite că fiecare din subspaţiile I_i caracterizează unul din elementele care urmează a fi identificate.

Relaţia (1) arată în fond că două elemente de identificat nu au părţi comune în acest spaţiu al indicilor de recunoaştere.

Afirmaţia este firească, deoarece dacă ar exista domenii comune, atunci:

$$I_j \cap I_k \neq \Phi$$

şi recunoaşterea nu ar mai fi univocă.

Pentru a recunoaşte cărei categorii aparţine un obiect dat X, se determină, în primul rînd, valorile pe care le au, în cazul său, indicii de recunoaştere. Aceste valori determină un punct x în spaţiul E. Avînd în vedere partiţia efectuată pe E, se poate scrie cu certitudine:

$$x \in I_j$$

unde j este univoc determinat.

După valoarea pe care o are j se determină categoria în care se situează obiectul X.

Dacă intersecţia mulţimilor I_k şi I_j nu ar fi fost vidă, atunci în cazul în care x ar fi aparţinut acestei intersecţii

$$x \in I_c \cap I_k$$

nu s-ar fi putut decide dacă obiectul X aparţine categoriei k sau categoriei j.

Înainte de a trece la descrierea aparatului construit pentru recunoaşterea automată a for-

melor sonore, este indicat de a prezenta în rezumat teoria semnalului vocalic.

Vocalele sînt semnale periodice, în sensul că ele provoacă o variaţie periodică a presiunii aerului pe durata emisiunii lor.

Pentru efectuarea analizei care să conducă la stabilirea indicilor de recunoaştere corespunzători, s-a efectuat în primul rînd un studiu experimental, vizualizîndu-se pe ecranul unui osciloscop catodic variaţia presiunii aerului în timpul emisiunii diferitelor vocale. Experienţele au fost efectuate în două situaţii diferite : într-un caz, baza de timp a oscilografului catodic a fost sincronizată cu o frecvenţă de repetiţie lentă de circa 1 Hz ; în al doilea caz, cu o frecvenţă de sincronizare relativ înaltă de circa 150 Hz.

În cazul frecvenţei de sincronizare lente s-a putut observa înfăşurătoarea impulsului de audiofrecvenţă corespunzător emisiunii unei vocale. Experienţele au arătat că este vorba de un impuls la care înfăşurătoarea are în timp o variaţie care poate fi aproximată cu un trapez **(fig. 1).**

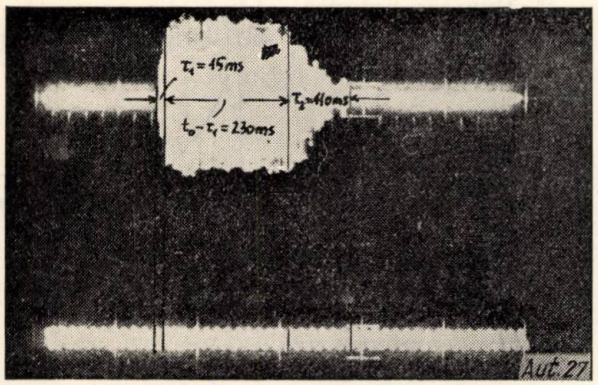


Fig. 1. Variaţia în timp a presiunii aerului la un semnal vocalic. S-a înregistrat înfăşurătoarea semnalului. În partea de jos a figurii este un semnal de marcare a timpului.

În cazul sincronizării osciloscopului catodic cu un semnal de frecvenţă de 150 Hz, s-a putut observa semnalul de frecvenţă mai înaltă, care reprezintă de fapt variaţia în timp a presiunii instantanee a aerului. Această variaţie este reprezentată în figura 2.

Se observă că este vorba de un semnal periodic, de perioadă T_0. Se notează prin $f_0 = T_0^{-1}$ frecvenţa tonului de bază al vocii care a emis vocala respectivă.

Cercetările experimentale au fost continuate la Centrul de fonetică şi dialectologie al Academiei R.P.R., unde, cu ajutorul unei aparaturi speciale, s-a determinat spectrul instantaneu al diferitelor vocale.

În figura 3 se reprezintă o imagine caracteristică, obţinută cu analizorul respectiv. Pe una din axe s-a reprezentat frecvenţa, iar pe cealaltă amplitudinea A. Cu alte cuvinte în figura 3 este reprezentat spectrul curent în planul $A-t$. Spectrul este determinat pentru un anumit moment.

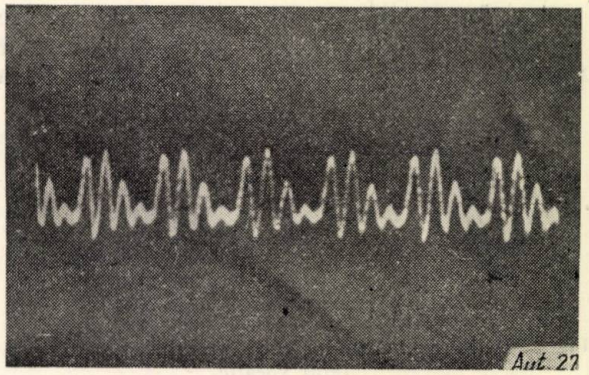


Fig. 2. Variaţia în timp a presiunii aerului în cazul unui semnal vocalic. S-a înregistrat instantaneu.

Se precizează că prin spectrul curent al unei funcţii f(t) se înţelege, în cazul de faţă, expresia :

$$F(\omega, t) = \int_{t_0}^{t} f(t) \exp(-j\omega t)\, dt.$$

Din această definiţie rezultă că spectrul curent este o funcţie care depinde de durata de observare a fenomenului, momentul t_0 corespunzînd începutului observării lui. Se poate arăta teoretic şi se verifică experimental faptul că spectrul obţinut este aproape uniform, analog cu acela al unui impuls, dacă intervalul de timp st considerat este suficient de mic pentru ca funcţia f(t) să aibă o variaţie neglijabilă. În cazul observării unor fenomene care sînt perio-

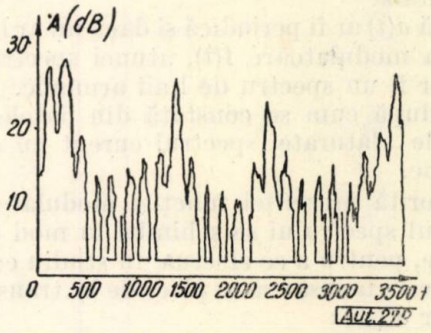


Fig. 3. Spectrul curent al unei vocale *a*.

dice între t_0 şi t, de perioadă T, spectrul poate fi considerat discret o dată cu creşterea duratei de observaţie peste 3—4 T.

Prin spectru dinamic al unui fenomen se poate înţelege reprezentarea spectrului curent ca funcţie de timp.

În cazul semnalelor vocalice, conform datelor experimentale expuse anterior, se poate spune că variaţia în timp $v(t)$ a presiunii sonore este de forma :

$$v(t) = a(t) \cdot f(t), \qquad (2)$$

unde f(t) reprezintă înfăşurătoarea semnalului, iar $a(t)$ reprezintă variaţia în timp a funcţiei modulate.

Aşa după cum s-a arătat anterior, f(t) are o variaţie trapezoidală. Se introduce notaţia expusă în figura 4, unde prin τ_1 s-a notat durata

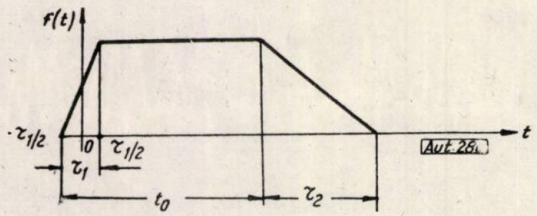


Fig. 4. Definirea mărimilor care intervin în teoria semnalului vocalic.

de creştere a frontului, iar prin τ_2 — durata de scădere a frontului; t_0 reprezintă aproximativ durata vocalei.

Experienţele efectuate au arătat că, în cazul limbii romîne, durata de creştere este de circa 5—20 ms, iar durata de scădere de 50—100 ms. Durata vocalelor este evident variabilă în limite foarte mari. La vocalele izolate, t_0 depinde de voinţa celui care emite vocala. În vorbirea curentă, valorile obişnuite ale lui t_0 sînt cuprinse între 50 şi 300 ms.

În cazul în care durata vocalei este mare în comparaţie cu perioada de repetiţie a semnalului modulator, $a(t)$ poate fi aproximată printr-o serie Fourier:

$$a(t) = \sum_{1}^{n} C_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \qquad (3)$$

unde $\omega_i = i\omega_0$, iar $\omega_0 = 2\pi/T_0 =$ pulsaţia fundamentală.

Dacă $a(t)$ ar fi periodică şi dacă nu ar interveni funcţia modulatoare f(t), atunci spectrul vocalelor ar fi un spectru de linii armonic. În realitate, după cum se constată din datele experimentale alăturate, spectrul curent nu este pur armonic.

Datorită prezenţei funcţiei modulatoare f(t), aspectul spectrului se schimbă în mod esenţial. Anume, pentru a se efectua un studiu corespunzător, este necesar să se plece de la transformata Fourier $F(\omega)$:

$$F(\omega) = \int_0^t \mathrm{f}(t) \exp(-j\omega t)\, \mathrm{d}t$$

a unei funcţii oarecare f(t), suficient de regulată.

În cazul de faţă este necesar a se determina transformata Fourier a funcţiei f(t), corespunzînd semnalului vocalic f(t) cu variaţie trapezoidală.

Efectuîndu-se calculele, rezultă spectrul:

$$F(\omega) = \frac{1}{j\omega}\left\{\frac{\sin\frac{\omega\tau_1}{2}}{\frac{\omega\tau_1}{2}} - \frac{\sin\frac{\omega\tau_2}{2}}{\frac{\omega\tau_2}{2}} \exp\left[\left(-j\omega\left(t_0+\frac{\tau_2}{2}\right)\right)\right]\right\}.$$

Este indicat să se studieze cîteva cazuri particulare importante.

1. Funcţia treaptă. Această funcţie, reprezentată în figura 5, a, se obţine din funcţia trapez particularizată precum urmează:

$$\tau_1 = 0; \quad \tau_2 \to \infty; \quad t_0 \to \infty.$$

Rezultă:

$$F_1(\omega) = \frac{1}{j\omega}; \quad |F_1(\omega)| = \frac{1}{\omega}.$$

Transformata sa Fourier este reprezentată în figura 5, b.

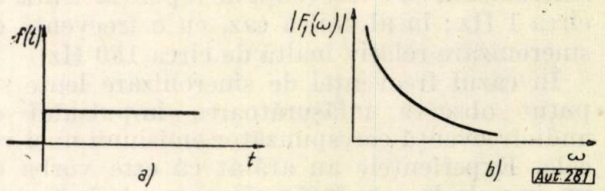


Fig. 5. Funcţie treaptă:
a — reprezentare în domeniul timpului; b — spectrul funcţiei.

2. Funcţia treaptă oblică reprezentată în figura 6, a se obţine particularizînd funcţia

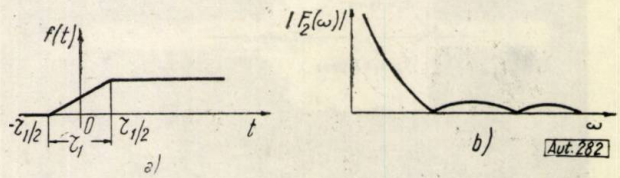


Fig. 6. Funcţie treaptă oblică:
a — reprezentare în domeniul timpului; b — spectrul funcţiei.

trapez precum urmează:

$$\tau_1 \neq 0; \quad \tau_2 \to \infty; \quad t_0 \to \infty.$$

Transformata sa Fourier este:

$$F_2(\omega) = \frac{1}{j\omega} \frac{\sin\frac{\omega\tau_1}{2}}{\frac{\omega\tau_1}{2}};$$

$$|F_2(\omega)| = \frac{\sin\frac{\omega\tau_1}{2}}{\frac{\omega^2\tau_1}{2}}.$$

Modulul funcţiei transformate variază în funcţie de pulsaţie, aşa cum se arată în figura 6, b.

3. Funcţia dinte de ferăstrău inversat, reprezentată în figura 7, a, se obţine din funcţia trapez, făcînd particularizările $\tau_1 = 0$, $\tau_2 \neq 0$, $t_0 = 0$.

Referitor la modulul său, subzistă relaţia aproximativă

$$|F_3(\omega)| \cong |F_2(\omega)| - |F_1(\omega)|,$$

reprezentată în figura 7, b.

Deoarece, în realitate, întotdeauna durata vocalei este mult mai mare decît timpul de cădere a palierului, care la rîndul său este cu mult mai

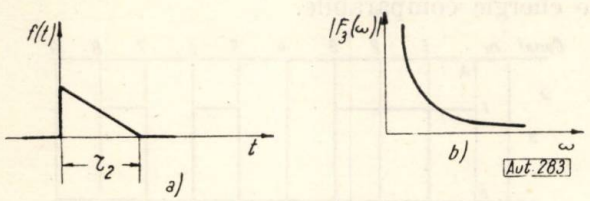


Fig. 7. Funcţie dinte de ferăstrău inversat : [a – reprezentare în domeniul timpului; b – spectrul funcţiei.

mare decît timpul de creştere, rezultă că din cele trei cazuri studiate, cazul doi aproximează cel mai bine realitatea.

Variaţia în timp a unei funcţii vocale fiind :

$$v(t) = a(t) \cdot f(t) = \sum_{1}^{n} C_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) f(t),$$

transformata sa Fourier este deci :

$$V(\omega) = \int_{0}^{\infty} v(t)\exp(-j\omega t)\,dt \text{ (pentru } t<0,\ v(t)=0);$$

$$V(\omega) = \sum_{1}^{n} \frac{G_i}{2} \int_{0}^{\infty} f(t)[\exp j(\omega_i t + \varphi_i) +$$

$$+ \exp(-j(\omega_i t + \varphi_i))]\exp(-j\omega t)\,dt$$

sau :

$$V(\omega) = \sum_{1}^{n} \frac{G_i}{2}[\exp j\varphi_i F(\omega - \omega_i) +$$

$$+ \exp(-j\varphi_i) F(\omega + \omega_i)].$$

Dacă integrarea nu se mai face de la 0 la ∞, ci de la 0 la t, se obţine un spectru care este funcţie de timp :

$$V(\omega, t) = \sum_{1}^{n} \frac{G_i}{2}[\exp(j\varphi_i) F(\omega - \omega_i, t) +$$

$$+ \exp(-j\varphi_i)\ F(\omega + \omega_i, t)].$$

În modul acesta se dispune de o expresie care să dea spectrul curent al unui semnal vocalic.

Trebuie reţinut faptul că spectrul unui semnal vocalic se caracterizează prin aceea că, spre deosebire de un semnal periodic, la care spectrul este discret, de data aceasta se poate vorbi de prezenţa unui spectru continuu la care există componente spectrale centrale pe frecvenţe armonici ale unei frecvenţe fundamentale. La dreapta şi la stînga acestei frecvenţe centrale, spectrul este continuu avînd o variaţie aproximativ de forma :

$$F_2(\omega) = \frac{1}{j\omega} \frac{\sin \frac{\omega\tau_1}{2}}{\frac{\omega\tau_1}{2}}.$$

Spectrul total rezultînd din diferitele componente ale unui semnal vocalic se va prezenta deci ca în figura 8. Comparînd acest spectru cu

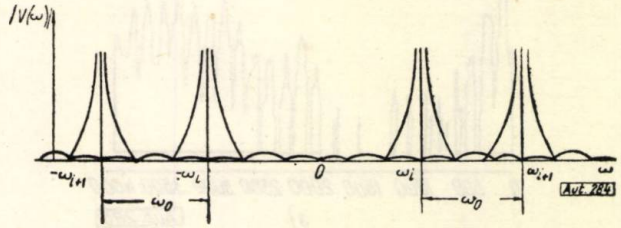


Fig. 8. Spectrul total rezultat din diferitele componente ale unui semnal vocalic.

cel determinat experimental se obţine o bună concordanţă.

4. Stabilirea indicilor de recunoaştere a vocalelor se poate face plecînd de la caracterul pus în evidenţă anterior al semnalelor vocalice.

Studiindu-se experimental spectrele corespunzătoare vocalelor limbii romîne, s-a determinat că ele prezintă concentrări de energie caracteristice. Nu este deci cazul a se stabili rapoartele dintre amplitudinile diferitelor armonici, ci este suficient a stabili domeniul din spectru în care este concentrată energia sonoră, pentru ca plecînd de aici să se stabilească vocalele care au fost emise.

Cu alte cuvinte, se pare că analiza componentelor spectrale nu este esenţială pentru problema recunoaşterii vocalelor în sensul că în acest caz nu interesează modul în care variază intensitatea în jurul componentelor spectrale.

5. Ideea de bază de la care s-a plecat în elaborarea schemei bloc a aparatului pentru recunoaşterea automată a vocalelor a fost faptul că din datele experimentale rezultă că energia se repartizează în spectru în mod cu totul diferit în cazul celor şapte vocale ale limbii romîne (fig. 9). Într-o primă tratare, întregul spectru (100—4 000 Hz) a fost împărţit în două benzi, avînd fiecare aproximativ cîte 500 Hz ; în plus, s-a considerat că în spectru energia este cuantificată, aşa cum se arată în figura 10.

Se poate considera că aceste benzi corespund formanţilor caracteristici vocalelor în cauză, prin formant înţelegîndu-se domeniul de frecvenţă în care apare o concentrare de energie importantă în spectrul unui fonem.

Principiul de construcţie a părţii logice a aparatului de recunoaştere este atunci foarte simplu. Se dispun nouă filtre care analizează semnalul vocalic, iar un detector dispus la ieşirea filtrului semnalează prezenţa sau absenţa energiei în domeniul de frecvenţă considerat. Cele nouă detectoare intră în partea logică propriu-zisă, comandînd dispozitivul de efectuare.

Notînd prin a_i prezenţa semnalului la ieşirea din filtrul i, orice vocală poate fi reprezentată printr-o expresie de forma : $\Pi a_i^{\sigma_i}$ unde $\sigma_i = 1$

în cazul prezenţei semnalului, iar $\sigma_i = 0$ în cazul absenţei semnalului. După elementele mulţimii ordonate $\{\sigma_i\}$ se poate deduce care vocală

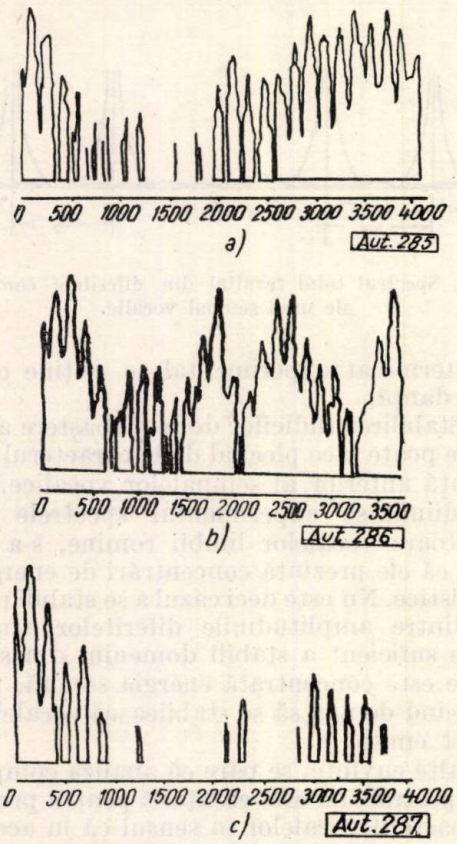


Fig. 9. Spectrul unor vocale :
a – vocala *i*; *b* – vocala *e*; *c* – vocala *u*.

a fost analizată. De exemplu, în cazul vocalei subzistă relaţia :

$$a_1^0\ a_2^1\ a_3^1\ a_4^0\ a_5^0\ a_6^1\ a_7^0\ a_8^1\ a_9^0 \text{ (fig. 10).}$$

Avîndu-se în vedere particularităţile vocalelor limbii romîne rostite izolat, de o singură persoană, s-a ajuns la concluzia că sînt suficiente trei filtre pentru a permite recunoaşterea vocalelor în cauză.

Desigur că acest număr de trei filtre este insuficient pentru a permite recunoaşterea vocalelor, indiferent de persoana care vorbeşte.

Se menţionează faptul că o problemă importantă care intervine în legătură cu filtrele este aceea a proiectării unor filtre suficient de selective şi acordabile în domeniul frecvenţelor joase (100—4 000 Hz). Din motive uşor de înţeles s-a lucrat cu amplificatoare selective cu filtre RC, care prezintă calităţile specificate. Ele au ridicat o serie de probleme speciale, care vor forma însă obiectul unui alt articol.

6. Analizîndu-se spectrogramele, s-a ajuns la concluzia importantă că se pot recunoaşte vocale, utilizînd şi mai puţin de trei filtre.

În primul rînd s-a construit un aparat destinat recunoaşterii vocalei *a*. S-a ales vocala *a* deoarece, din datele experimentale, rezultă că această vocală prezintă o concentrare de energie situată în jurul frecvenţei de 1 250 Hz, regiune în care celelalte vocale nu prezintă concentrări de energie comparabile.

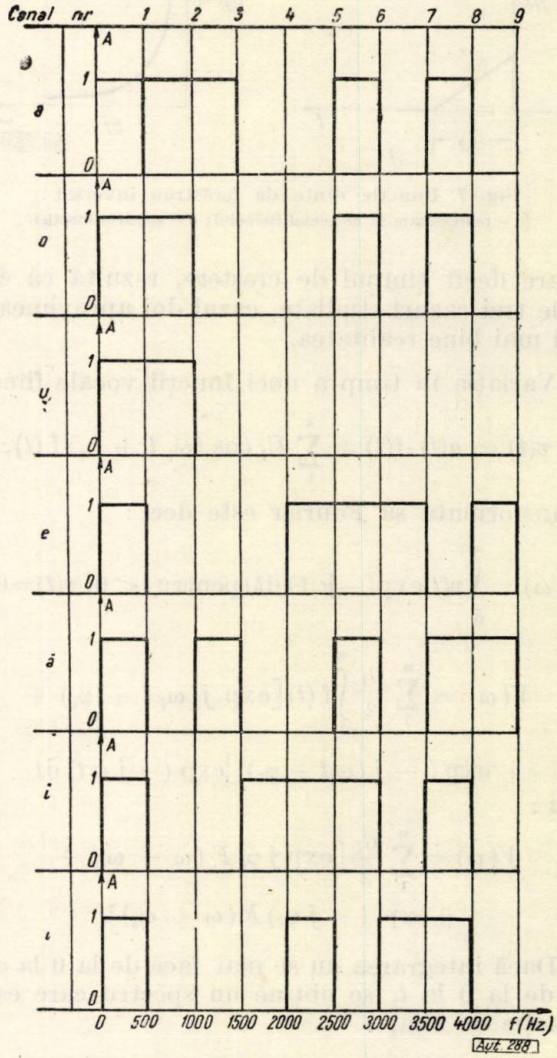


Fig. 10. Aproximarea vocalelor prin funcţii top.

Singura posibilitate de confuzie rezultă din faptul că şi vocala *ă* reprezenta un formant în jur de 1 350—1 400 Hz.

Se poate atunci recurge la o schemă în care, pentru recunoaşterea lui *a*, nu intervine decît un singur amplificator selectiv, aşa cum se arată în figura 11.

Experienţele efectuate au arătat că, procedîndu-se în acest mod, chiar şi aparatul cu un singur filtru permite recunoaşterea cu claritate a vocalei *a*, singurele confuzii intervenind eventual în legătură cu recunoaşterea lui *ă*.

Experienţele au fost efectuate în laboratoarele Catedrei de radiocomunicaţii a Institutului politehnic-Bucureşti.

Se menţionează faptul că, cu ajutorul filtrelor realizate în legătură cu aparatul pentru recunoaşterea automată a formelor sonore, s-a procedat şi la experienţe de sinteză a vocalelor

limbii romîne, experienţe care au condus la rezultate bune, în special în ceea ce priveşte vocalele *a*, *o*, *u*, *ă*.

Construcţia aparatelor pentru recunoaşterea şi sinteza vocalelor limbii romîne, ca şi efectuarea cercetărilor teoretice aferente, s-au efectuat în cadrul lucrărilor pentru proiectele de diplomă ale ing. I. Weber şi St. Gavăt.

7. Din alt punct de vedere trebuie menţionat faptul că experienţele efectuate au arătat că spectrul vocalelor este în parte diferit, după cum vocala este pronunţată izolat sau în context, şi mai mult chiar, apar modificări chiar şi atunci cînd vocala este pronunţată izolat, dar subiectul care a pronunţat-o a gîndit-o într-un anumit cuvînt. Aceasta are desigur o interpretare cibernetică în legătură cu programul de comandă a emisiunii vocalelor.

8. În concluzie, problema analizei şi sintezei semnalelor vocale caracteristice limbii romîne poate fi abordată cu succes chiar cu ajutorul unor aparate relativ simple, care funcţionează pe principiul analizei armonice a semnalului vocalic.

În ceea ce priveşte problema recunoaşterii consoanelor, se menţionează că unele consoane — şi anume cele sonore — pot fi recunoscute pe acelaşi principiu. Pentru celelalte consoane, problema sintezei lor poate fi abordată relativ simplu, dar problema recunoaşterii lor prin metoda analizei Fourier rămîne încă deschisă.

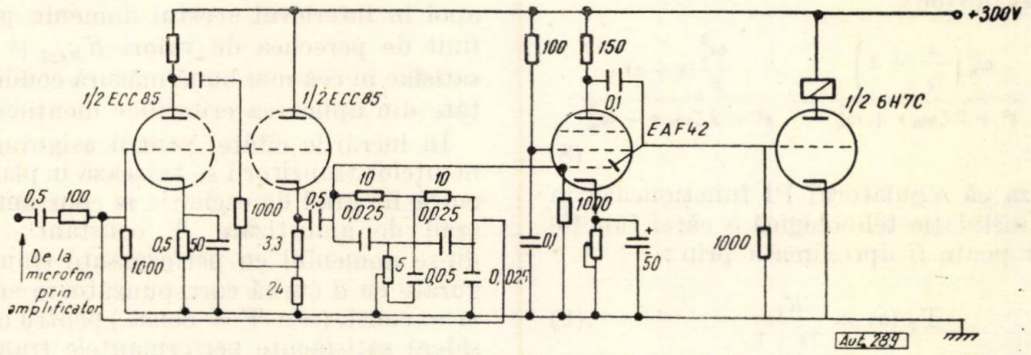


Fig. 11. Schema unui amplificator selectiv utilizat în aparatul de recunoaştere a vocalelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Sapojkov, M. A. *Recevoi signal v kibernetike i sviazi.* Moscova, Sviazizdat, 1963.
[2] Dreyfus-Graf, J. *Phonétographe, présent et futur.* În: Bull. Techn. PTT, nr. 5, 1961, p. 160—170.
[3] Harris, C. M. *A speech synthesizer.* În: JASA 25 (1963), nr. 5, p. 750—755.
[4] Olson, H., Belar, H. *Phonetic typewriter.* În: Trans. IRE-AU 5, 1957, p. 90—95.
[5] Peterson, G. E. *Vowel formant measurements.* În: J. speech and hearing research 2, nr. 2, 1959, p. 173—183.
[6] Bekesy, G. *Physikalische Problem der Hörphysiologie,* ENT B 12 nr. 3, 1955, p. 71.

Conf. Ing. S. CĂLIN şi ing. V. IONESCU

Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI

În cazul regulatoarelor PI, cu funcţia de transfer:

$$Y_R(s) = K_R\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = K_R \frac{T_i s + 1}{T_i s}, \quad (1)$$

care funcţionează în serie cu o instalaţie tehnologică avînd o funcţie de transfer care poate fi aproximată prin:

$$Y_T(s) = \frac{K_T}{s} \quad (2)$$

se obţine o funcţie de transfer a sistemului deschis:

$$Y(s) = Y_R(s) \cdot Y_T(s) = \frac{K_R K_T (T_i s + 1)}{T_i s^2} \quad (3)$$

şi o funcţie de transfer a sistemului închis (presupunînd reacţia principală directă):

$$Y_0(s) = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)} = \frac{\dfrac{K_R K_T (T_i s + 1)}{T_i s^2}}{1 + \dfrac{K_R K_T (T_i s + 1)}{T_i s^2}} = \frac{\dfrac{K_R K_T}{T_i}(T_i s + 1)}{s^2 + K_R K_T s + \dfrac{K_R K_T}{T_i}}. \quad (4)$$

Notînd:

$$\sqrt{\frac{K_R K_T}{T_i}} = \omega_n, \quad (5)$$

$$\frac{\sqrt{K_R K_T T_i}}{2} = \zeta, \tag{6}$$

$$\frac{1}{T_i} = z \tag{7}$$

expresia (4) devine :

$$Y_0(s) = \frac{\omega_n^2\left(\frac{s}{z}+1\right)}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}. \tag{8}$$

În ipoteza că regulatorul PI funcţionează în serie cu o instalaţie tehnologică a cărei funcţie de transfer poate fi aproximată prin :

$$Y_T(s) = \frac{K_T}{Ts+1} \tag{9}$$

se obţine o funcţie de transfer a sistemului deschis :

$$Y(s) = Y_R(s)\cdot Y_T(s) = \frac{K_R K_T (T_i s+1)}{T_i s (T s+1)}$$

şi o funcţie de transfer a sistemului închis (presupunînd reacţia principală directă) :

$$Y_0(s) = \frac{\frac{K_R K_T}{T_i T}(T_i s+1)}{s^2+\frac{1+K_R K_T}{T} s+\frac{K_R K_T}{T_i T}}. \tag{10}$$

Notînd :

$$\sqrt{\frac{K_R K_T}{T_i T}} = \omega_n, \tag{11}$$

$$\frac{1+K_R K_T}{2T\sqrt{\frac{K_R K_T}{T_i T}}} = \frac{1+K_R K_T}{2\sqrt{\frac{K_R K_T T}{T_i}}} = \zeta, \tag{12}$$

$$\frac{1}{T_i} = z, \tag{13}$$

expresia (10) devine analogă cu (8) :

$$Y_0(s) = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}, \tag{14}$$

mărimile ω_n şi ζ fiind însă definite de (11) şi (12) în loc de (5) şi (6).

Pentru determinarea valorilor optime (din punctul de vedere al comportării sistemului în raport cu perturbările sau din punctul de vedere al caracterului oscilant cît mai puţin pronunţat al procesului tranzitoriu) ale parametrilor regulatorului PI, considerîndu-se valorile K_T şi T invariabile, se utilizează în unele lucrări [1], [2], [3] criteriul modulului sau criterii integrale, obţinîndu-se anumite condiţii pe care trebuie să le satisfacă valorile K_R şi T_i.

Întrucît acordarea optimă trebuie efectuată cu respectarea performanţelor impuse sistemului în regim tranzitoriu şi staţionar, se determină în planul K_R, T_i (sau în planul unor funcţii de aceşti parametri) domeniul în care aceste performanţe sînt asigurate, alegîndu-se apoi în interiorul acestui domeniu punctul definit de perechea de valori $K_{R\,opt}$ şi $T_{i\,opt}$ care satisfac în cea mai bună măsură condiţiile rezultate din aplicarea criteriilor menţionate.

În lucrările citate, pentru asigurarea performanţelor tranzitorii se trasează în planul K_R, T_i curbe de grad de oscilaţie m constant — sau de grad de amortizare Ψ constant — delimitîndu-se domeniul cu performanţe tranzitorii asigurate cu o curbă corespunzătoare acelei valori m = const. (sau Ψ = const.) pentru care se consideră satisfăcute performanţele tranzitorii impuse.

Curbele de delimitare a domeniului nu sînt însă alese astfel încît să se asigure respectarea performanţei importante impuse suprareglajului maxim σ şi anume :

$$\sigma \leqslant \sigma_i, \tag{15}$$

σ_i fiind valoarea impusă acestui suprareglaj maxim.

Într-adevăr, gradul de oscilaţie m este definit în [1], [6] pentru cazul general, nu numai pentru cazul regulatoarelor PI şi al instalaţiilor tehnologice considerate — ca fiind numeric egal cu valoarea absolută a raportului dintre partea reală şi partea imaginară a acelor rădăcini ale ecuaţiei caracteristice pentru care acest raport va fi minim.

Evident, acest raport va fi minim în cazul unor rădăcini complexe conjugate ale ecuaţiei caracteristice (sistemul fiind considerat stabil, nu pot exista rădăcini pe axa imaginară care ar conduce la $m = 0$), întrucît în cazul rădăcinilor reale $m \to \infty$.

Cum de regulă ecuaţiile caracteristice obţinute din ecuaţiile diferenţiale care definesc comportarea unui sistem de reglare automată au o singură pereche de rădăcini complexe conjugate, valoarea m este definită de poziţia acestora în planul complex. În cazul regulatoarelor PI şi al instalaţiilor tehnologice considerate, ecuaţia caracteristică — care se obţine prin egalarea cu zero a numitorului funcţiei de transfer $Y_0(s)$ [4] — are aspectul :

$$s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2 = 0$$

şi are două rădăcini :

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \tag{16}$$

în care ω_n şi ζ au, în funcţie de tipul instalaţiei tehnologice, fie expresiile (5) şi (6), fie expresiile (11) şi (12).

Reprezentînd în figura 1 cele două rădăcini, în ipoteza că sînt complexe conjugate, deci $\zeta < 1$, se constată că :

$$m = \frac{|\mathrm{Re}\, s_1|}{|\mathrm{Im}\, s_1|} = \frac{|\mathrm{Re}\, s_2|}{|\mathrm{Im}\, s_2|} = \frac{\zeta\,\omega_n}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} = \\ = \mathrm{ctg}\,\varphi, \qquad (17)$$

unghiul φ fiind indicat pe figură.

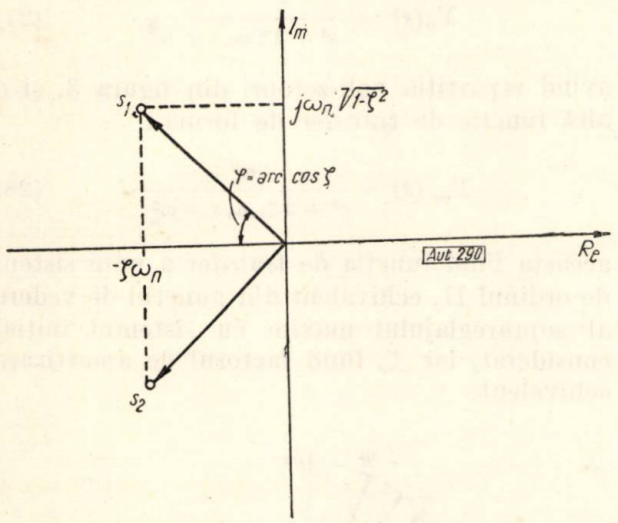


Fig. 1. Poziţia în planul complex a rădăcinilor ecuaţiei caracteristice.

Din (17) se obţine :

$$\zeta = \frac{m}{\sqrt{m^2+1}}, \qquad (18)$$

radicalul de la numitor este considerat pozitiv, deoarece pentru valori $\zeta < 0$ rădăcinile s_1 şi s_2 sînt în semiplanul drept şi deci sistemul ar fi instabil.

Relaţiile (17) şi (18) arată că m şi φ se definesc reciproc în mod univoc, ceea ce se poate arăta şi de faptul că în conformitate cu (17) $m = \mathrm{ctg}\,\varphi$, iar din figura 1 rezultă :

$$\cos\varphi = \frac{\zeta\,\omega_n}{|s_1|} = \frac{\zeta\,\omega_n}{\sqrt{\zeta^2\omega_n^2 + \omega_n^2(1-\zeta^2)}} = \zeta, \qquad (19)$$

deci atît valoarea m, cît şi ζ sînt definite de unghiul φ.

Prin urmare, gradul de oscilaţie m este determinat numai de numitorul expresiilor (8), respectiv (14), şi de aceea nu poate defini valoarea suprareglajului maxim σ, întrucît nu se ţine seama şi de numărătorul funcţiei de transfer ; valoarea m nu depinde de poziţia din planul complex a zeroului $-z$ al numărătorului din (8) sau (14).

Gradul de amortizare Ψ este definit în [1], [2], [3] — tot pentru cazul general, nu numai pentru regulatoarele PI — prin intermediul componentei tranzitorii oscilante amortizate $x_{e\,1,2}$ a răspunsului la o treaptă unitară aplicată la intrare, componentă corespunzătoare perechii de rădăcini complexe conjugate ale ecuaţiei caracteristice. Reprezentînd în figura 2 variaţia în timp a unei asemenea componente definite de poziţia rădăcinilor indicată în figura 1, şi notînd cu A_1, A_2, A_3 şi A_4 amplitudinile în raport cu valoarea staţionară $x_{e\,1,2\,st}$, gradul de amortizare se defineşte prin :

$$\Psi = 1 - \frac{A_4}{A_2}. \qquad (20)$$

Pentru componenta $x_{e\,1,2}$ considerată, valoarea A_2 este tocmai suprareglajul maxim $\sigma_{1,2}$; în [5] s-a arătat, pornind de la o funcţie de transfer de forma $Y_0(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$, că în cazul unei asemenea sinusoide amortizate se obţine :

$$\sigma_{1,2} = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}, \qquad (21)$$

deci :

$$A_2 = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}. \qquad (22)$$

Pe aceeaşi cale ca în [5] se poate determina relaţia :

$$A_4 = e^{-\frac{3\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \qquad (23)$$

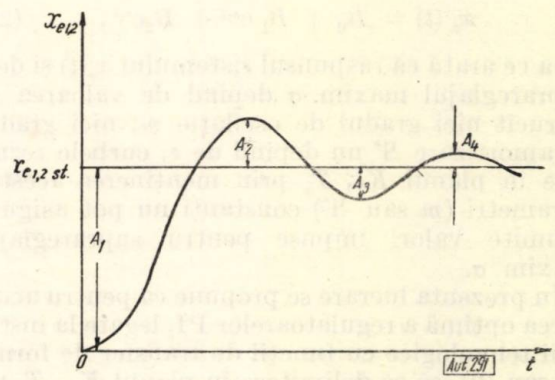


Fig. 2. Componenta $x_{e\,1,2}(t)$ — corespunzătoare unei perechi de rădăcini complexe conjugate ale ecuaţiei caracteristice — a răspunsului unui sistem la un semnal treaptă unitară.

şi deci, înlocuind în (20), se obţine :

$$\Psi = 1 - e^{-\frac{2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}. \qquad (24)$$

Înlocuind din (17)

$$\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} = m,$$

relaţia (24) se poate scrie :

$$\Psi = 1 - e^{-2\pi m}.$$

Expresia (24) arată că şi gradul de amortizare Ψ este univoc definit de valoarea ζ ; ca şi

gradul de oscilaţie m, gradul de amortizare Ψ se determină fără a considera şi expresia numărătorului din (8) sau (14) şi deci nu poate defini valoarea suprareglajului maxim σ; valoarea Ψ nu depinde de poziţia din planul complex a zeroului $-z$ al numărătorului din (8) sau (14).

Rezultă astfel că în cazul acordării regulatoarelor PI, valorile m şi Ψ (pentru o anumită expresie a numitorului funcţiei de transfer $Y_0(s)$, deci pentru anumite valori ω_n şi ζ) vor fi aceleaşi, indiferent de valoarea z de la numărător, deşi în funcţie de z se modifică, evident, valoarea suprareglajului maxim σ; în funcţie de valoarea z se va obţine o anumită descompunere în fracţii simple a transformatei $X_e(s)$ a răspunsului la un semnal treaptă unitară $x_i(t) = [1]$ având transformata $X_i(s) = \frac{1}{s}$ respectiv :

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s) = Y_0(s) \cdot \frac{1}{s} =$$

$$= \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{B_0}{s} + \frac{B_1}{s - s_1} + \frac{B_2}{s - s_2}, \quad (25)$$

unde : s_1 şi s_2 sînt rădăcinile ecuaţiei caracteristice ; B_0, B_1 şi B_2 — constante.

Valorile B_0, B_1 şi B_2 depind de valoarea z. Prin transformata Laplace inversă a expresiei (25) se obţine :

$$x_e(t) = B_0 + B_1 e^{s_1 t} + B_2 e^{s_2 t}, \quad (26)$$

ceea ce arată că răspunsul sistemului $x_e(t)$ şi deci suprareglajul maxim σ depind de valoarea z; întrucît nici gradul de oscilaţie m, nici gradul de amortizare Ψ nu depind de z, curbele rezultate în planul K_T, T_i prin menţinerea acestor parametri (m sau Ψ) constanţi nu pot asigura anumite valori impuse pentru suprareglajul maxim σ.

În prezenta lucrare se propune ca pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI, legate la instalaţii tehnologice cu funcţii de transfer de forma (2) sau (9), să se delimiteze în planul K_R, T_i un domeniu în care este asigurată performanţa tranzitorie impusă (15); deoarece o asemenea delimitare nu se poate efectua prin curbe corespunzătoare unor valori m = const. sau Ψ = = const., ea se va efectua prin curbe corespunzătoare unor valori ζ_e = const., mărimea ζ_e fiind un factor de amortizare echivalent definit în cele ce urmează.

Acest lucru duce la avantajul că acordarea optimă a regulatorului se efectuează asigurînd satisfacerea performanţelor tranzitorii nu numai prin anumite condiţii impuse amortizării componentei tranzitorii oscilante şi referitoare la rădăcinile complexe conjugate ale ecuaţiei caracteristice, ci se efectuează asigurînd satisfacerea condiţiei (15), întrucît se va ţine seamă şi de poziţia în planul complex a zeroului numărătorului expresiei (8), respectiv (14); datorită acestui fapt creşte precizia cu care se asigură respectarea performanţelor tranzitorii impuse unui sistem automat, dintre care condiţia (15) este esenţială în majoritatea cazurilor.

Pentru determinarea factorului de amortizare echivalent ζ_e se consideră funcţia de transfer $Y_0(s)$ obţinută anterior *

$$Y_0(s) = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (27)$$

avînd repartiţia poli-zerouri din figura 3, şi o altă funcţie de transfer de forma :

$$Y_{0e}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_e\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (28)$$

aceasta fiind funcţia de transfer a unui sistem de ordinul II, echivalent din punctul de vedere al suprareglajului maxim cu sistemul iniţial considerat, iar ζ_e fiind factorul de amortizare echivalent.

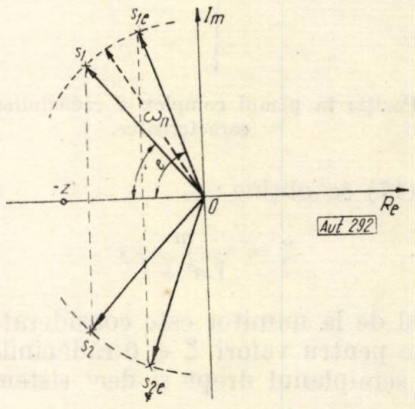


Fig. 3. Repartiţiile poli-zerouri ale funcţiilor de transfer pentru trecerea la un sistem de ordinul II, echivalent din punctul de vedere al suprareglajului maxim.

Prin sistem echivalent de ordinul II — noţiune utilizată şi în [5], [7] — se înţelege în acest caz un sistem a cărui funcţie de transfer $Y_{0e}(s)$ are forma (28), deci un sistem de ordinul II, al cărui proces tranzitoriu este caracterizat printr-un suprareglaj maxim σ_e egal cu cel al sistemului iniţial σ.

Polii s_{1e} şi s_{2e} ai funcţiei de transfer $Y_{0e}(s)$ sînt reprezentaţi tot în figura 3; ei se găsesc la aceeaşi distanţă faţă de origine ca şi polii s_1 şi s_2, după cum rezultă din (28), însă sînt mai aproape de axa imaginară decît aceştia (deci $\varphi_e > \varphi$ şi $\zeta_e = \cos\varphi_e < \zeta = \cos\varphi$), deoarece prezenţa zeroului în (27) înrăutăţeşte calitatea procesului tranzitoriu, mărind suprareglajul maxim în raport cu procesul tranzitoriu corespunzător numai

*) Nu prezintă importanţă dacă este vorba de expresia (8) sau (14), cele ce urmează fiind valabile în ambele cazuri.

prezenței polilor s_1 și s_2, deci corespunzător unei funcții de transfer de forma :

$$Y_{0p}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\,\omega_n\, s + \omega_n^2}. \qquad (29)$$

Această înrăutățire rezultă imediat [8] ținînd seamă că din (27) și (29) se obține :

$$Y_0(s) = \frac{s+z}{z}\, Y_{0p}(s) = \left(1 + \frac{s}{z}\right) \cdot Y_{0p}(s) =$$

$$= Y_{0p}(s) + \frac{1}{z}\, s \cdot Y_{0p}(s). \qquad (30)$$

Aplicînd sistemelor cu funcțiile de transfer $Y_0(s)$ și $Y_{0p}(s)$ un semnal de intrare treaptă unitară, cu $X_i(s) = \frac{1}{s}$, se vor obține pentru transformatele mărimilor de ieșire $X_{ep}(s)$ și $X_e(s)$ expresiile :

$$X_{ep}(s) = Y_{0p}(s) \cdot X_i(s) = Y_{0p}(s) \cdot \frac{1}{s} \qquad (31)$$

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s) = Y_0(s) \cdot \frac{1}{s}, \qquad (32)$$

respectiv, înlocuind expresia $Y_0(s)$ din (30) în (32) și ținînd seamă de (31) rezultă :

$$X_e(s) = \left[Y_{0p}(s) + \frac{1}{z}\, s \cdot Y_{0p}(s)\right] \cdot X_i(s) =$$

$$= Y_{0p}(s) \cdot X_i(s) + \frac{1}{z}\, s \cdot Y_{0p}(s) \cdot X_i(s) =$$

$$= X_{ep}(s) + \frac{1}{z}\, s\, X_{ep}(s). \qquad (33)$$

Aplicînd transformata Laplace inversă expresiei (33), cu considerarea condițiilor inițiale nule, se obține :

$$x_e(t) = x_{ep}(t) + \frac{1}{z}\frac{\mathrm{d}x_{ep}(t)}{\mathrm{d}t}. \qquad (34)$$

Răspunsul $x_{ep}(t)$ la un semnal treaptă unitară al unui sistem cu funcția de transfer $Y_{0p}(s)$ din (29) este cunoscut [5] :

$$x_{ep}(t) = 1 - \frac{\mathrm{e}^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \cdot t + \right.$$

$$\left. + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right) \qquad (35)$$

și are forma din figura 4. Întrucît în intervalul de timp de la 0 pînă la t_{smp} — timpul suprareglajului maxim pentru mărimea $x_{ep}(t)$ — are loc atît relația :

$$x_{ep}(t) > 0,$$

cît și relația :

$$\frac{\mathrm{d}x_{ep}(t)}{\mathrm{d}t} > 0,$$

rezultă din (34) că este posibil, în funcție de valoarea z și de viteza de creștere a mărimii $x_{ep}(t)$ între 0 și t_{smp}, ca aspectul curbei $x_e(t)$ între 0 și t_{smp} să fie cel indicat punctat în figura 4 ; se obține astfel, datorită introducerii factorului $\frac{s+z}{z}$ în funcția de transfer $Y_{0p}(s)$ și implicit introducerii zeroului — z în repartiția poli-zerouri, — o înrăutățire a calității procesului tranzitoriu, datorită creșterii suprareglajului maxim de la valoarea σ_p la valoarea σ.

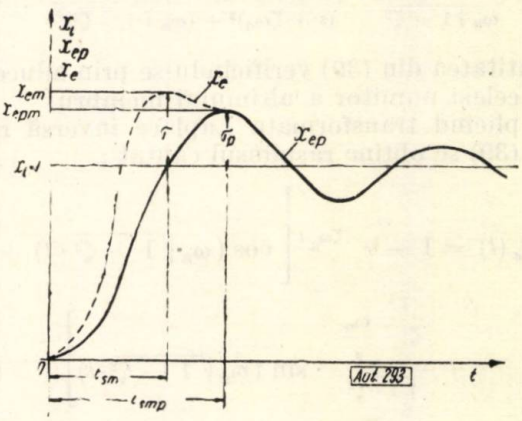


Fig. 4. Trecerea de la răspunsul unui sistem de ordinul II (pentru un semnal de intrare treaptă unitară) la răspunsul unui sistem a cărui funcție de transfer conține un zero.

Pentru a găsi valoarea ζ_e din (28), fiind dată funcția de transfer (27), este necesar să se determine (pentru răspunsul sistemului definit de funcția de transfer (27) la un semnal treaptă unitară) dependența suprareglajului maxim σ de poziția zeroului -z, pentru diferite valori ζ.

În acest scop se determină, în prealabil, expresia răspunsului $x_e(t)$ al acestui sistem la un semnal $x_i(t) = [1]$. Din (27) și (32) se obține :

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot \frac{1}{s} = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s\,(s^2 + 2\zeta\omega_n\, s + \omega_n^2)}. \qquad (36)$$

Trinomul de la numitorul expresiei (36) se poate pune sub forma :

$$s^2 + 2\zeta\,\omega_n\, s + \omega_n^2 = (s + \zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2 \qquad (37)$$

și înlocuind (37) în (36) se obține :

$$X_e(s) = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s\,[(s+\zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2]}, \qquad (38)$$

expresie care se poate pune sub forma :

$$X_e(s) = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s+z)}{s\left[(s+\zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2\right]} = \frac{1}{s} - \frac{s+\zeta\omega_n}{(s+\zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2} - \frac{\zeta\omega_n - \frac{\omega_n^2}{z}}{(s+\zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2} = \frac{1}{s} - \frac{s+\zeta\omega_n}{(s+\zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2} - \frac{\zeta\omega_n - \frac{\omega_n^2}{z}}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \frac{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}{(s+\zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2}, \quad (39)$$

identitatea din (39) verificîndu-se prin aducerea la acelaşi numitor a ultimului membru.

Aplicînd transformata Laplace inversă relaţiei (39) se obţine răspunsul căutat :

$$x_e(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t}\left[\cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t) + \frac{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \sin(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t)\right]. \quad (40)$$

Pentru a pune paranteza din (40) sub o formă care să rezulte din identitatea :

$$\cos a \cdot \sin\gamma + \sin a \cdot \cos\gamma = \sin(a+\gamma) \quad (41)$$

în care : $a = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t$, (42)

se consideră : $\frac{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}{\sqrt{1-\zeta^2}} = \operatorname{ctg}\gamma = \frac{\cos\gamma}{\sin\gamma}$,

deci : $\operatorname{tg}\gamma = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}$, (43)

respectiv : $\gamma = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}$ (44)

şi : $\sin\gamma = \frac{\operatorname{tg}\gamma}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2\gamma}} = \frac{\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}}{\sqrt{1 + \frac{1-\zeta^2}{\zeta^2 + \frac{\omega_n^2}{z^2} - 2\zeta\frac{\omega_n}{z}}}} = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1}}$. (45)

Expresia (40) poate fi pusă sub forma :

$$x_e(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t}\left(\cos a + \frac{\cos\gamma}{\sin\gamma}\sin a\right) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t}\cdot\frac{1}{\sin\gamma}(\sin\gamma\cdot\cos a + \cos\gamma\cdot\sin a) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t}\cdot\frac{1}{\sin\gamma}\cdot\sin(a+\gamma). \quad (46)$$

Înlocuind (42), (44) şi (45) în (46) se obţine :

$$x_e(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t}\frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\cdot \sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}\right). \quad (47)$$

Se constată că atunci cînd $z \to \infty$ — ceea ce înseamnă că funcţia de transfer $Y_0(s)$ din (27) devine identică cu $Y_{0p}(s)$ din (29), întrucît $\lim_{z\to\infty} \frac{z+s}{z} \to 1$ — expresia (47) devine identică cu (35), deci $x_e(t)$ devine identic cu $x_{ep}(t)$.

Pentru găsirea valorii suprareglajului maxim σ se procedează ca în [5], determinînd timpul suprareglajului maxim t_{sm} (fig. 4) prin anularea derivatei $\frac{dx_e(t)}{dt}$ şi înlocuind apoi valoarea t_{sm} în expresia (47).

Derivînd expresia (47), ţinînd seamă de (44) şi anulînd derivata se obţine :

$$\frac{dx_e(t)}{dt} = -\frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\cdot\left[-\zeta\omega_n e^{-\zeta\omega_n t}\cdot\sin(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t + \gamma) + e^{-\zeta\omega_n t}\cdot\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot\cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t + \gamma)\right] = 0,$$

respectiv :

$$\operatorname{tg}(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t + \gamma) = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}. \quad (48)$$

Ţinînd seamă că din (17) rezultă :

$$\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} = \operatorname{tg}\varphi \text{ şi } \varphi = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}, \quad (49)$$

(φ fiind unghiul indicat în fig. 3) se obţine din (48) :

$$\operatorname{tg}(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t + \gamma) = \operatorname{tg}\varphi. \quad (50)$$

Derivata se va anula pentru valorile t care satisfac relaţia (50), deci pentru :

$$\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\cdot t = \varphi - \gamma + k\pi, \quad (51)$$

unde $k = 0, 1, 2\ldots$

Din (51) se obţine :

$$t = \frac{\varphi - \gamma + k\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} . \qquad (52)$$

Pentru $k = 0$ se obţine o valoare $t < 0$, deoarece $\varphi < \gamma$, în conformitate cu (43) şi (49), iar pentru $k = 1$ rezultă valoarea primului maxim al răspunsului $x_e(t)$, deci valoarea $x_{e.\,max}$ de la $t = t_{sm}$ (fig. 4); prin urmare :

$$t_{sm} = \frac{\varphi - \gamma + \pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} . \qquad (53)$$

Înlocuind (53) în (47) se obţine valoarea :

$$x_s(t_{sm}) = x_{e.\,max};\ x_{e.\,max} = 1 - e^{-\zeta\omega_n \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot$$

$$\cdot \sin\left[\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \cdot \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} + \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta - \frac{\omega_n}{z}}\right]$$

sau ţinînd seama şi de (44) :

$$x_{e.\,max} = 1 - e^{-\zeta \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \sin(\pi - \gamma + \varphi + \gamma) =$$

$$= 1 + e^{-\zeta \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \sin\varphi . \qquad (54)$$

Întrucît :

$$\sin\varphi = \frac{\operatorname{tg}\varphi}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\varphi}} ,$$

înlocuind tg φ din (49) rezultă :

$$\sin\varphi = \frac{\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}}{\sqrt{1 + \frac{1-\zeta^2}{\zeta^2}}} = \sqrt{1-\zeta^2} . \qquad (55)$$

Înlocuind (55) în (54) se obţine :

$$x_{e.\,max} = 1 + \sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1} \cdot e^{-\zeta \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\sqrt{1-\zeta^2}}} , \qquad (56)$$

iar suprareglajul maxim σ este dat de :

$$\sigma = x_{e.\,max} - x_{e.\,st} = x_{e.\,max} - 1 =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{\omega_n}{z}\right)^2 - 2\zeta\frac{\omega_n}{z} + 1} \cdot e^{-\zeta \frac{\pi - (\gamma - \varphi)}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \qquad (57)$$

întrucît $x_{e.\,st} = 1$, după cum rezultă din (47).

Notînd în (57)

$$\frac{\omega_n}{z} = \lambda \qquad (58)$$

şi ţinînd seamă de (44) şi (49) rezultă expresia suprareglajului maxim :

$$\sigma = \sqrt{\lambda^2 - 2\zeta\lambda + 1} \cdot e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\left[\pi - \left(\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta-\lambda} - \operatorname{actg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)\right]} \qquad (59)$$

sau, folosind o identitate trigonometrică de forma :

$$\operatorname{arctg} b - \operatorname{arctg} c = \operatorname{arctg} d$$

se obţine :

$$\sigma = \sqrt{\lambda^2 - 2\zeta\lambda + 1} \cdot e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\left(\pi - \operatorname{arctg}\frac{\lambda\sqrt{1-\zeta^2}}{1-\zeta\lambda}\right)} . \qquad (60)$$

Din expresia (60) se constată :

a) pentru diferite valori $\zeta = \text{const.}$, valoarea σ este definită univoc de raportul $\frac{\omega_n}{z} = \lambda$, deci de raportul distanţelor faţă de origine ale polilor conjugaţi şi zeroului funcţiei de transfer $Y_0(s)$ din (27);

b) întrucît trinomul de sub radical duce la o ecuaţie cu rădăcinile :

$$\lambda_{1,2} = \zeta \pm j\sqrt{1-\zeta^2} ,$$

rezultă că pentru $\zeta \in [0,1]$ trinomul va fi pozitiv indiferent de valoarea parametrului λ;

c) cînd $z \to \infty$, deci $\lambda \to 0$ — ceea ce înseamnă că expresia $Y_0(s)$ din (27) devine identică cu $Y_{0p}(s)$ din (29) — valoarea σ din (60) devine :

$$\sigma = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} ,$$

deci identică cu cea din (21), care a fost dedusă pornind de la un sistem cu funcţia de transfer de forma (29).

Pe baza relaţiei (60) au fost determinate cu ajutorul calculatorului CIFA-4 curbele din figura 5, reprezentînd dependenţa $\sigma = f(\lambda)$ pentru diferite valori $\zeta = \text{const.}$

Cu ajutorul curbelor din figura 5 se determină imediat suprareglajul maxim σ în funcţie de parametrii ζ, ω_n, z ai unui sistem automat cu funcţia de transfer (27), curbele fiind determinate pentru valorile frecvent întîlnite în practică $\zeta = 0{,}4-0{,}8$ şi pentru $\lambda = \frac{\omega_n}{z} = 0-2$.

După determinarea suprareglajului maxim σ, valoarea factorului de amortizare echivalent se obţine imediat cu ajutorul curbei din figura 6

— calculată în [5] — care reprezintă dependența (21):

$$\sigma_e = e^{-\frac{\pi\zeta_e}{\sqrt{1-\zeta_e^2}}}$$

dintre suprareglajul maxim al unui sistem de ordinul II — cu funcția de transfer de forma (28) — și factorul de amortizare echivalent ζ_e.

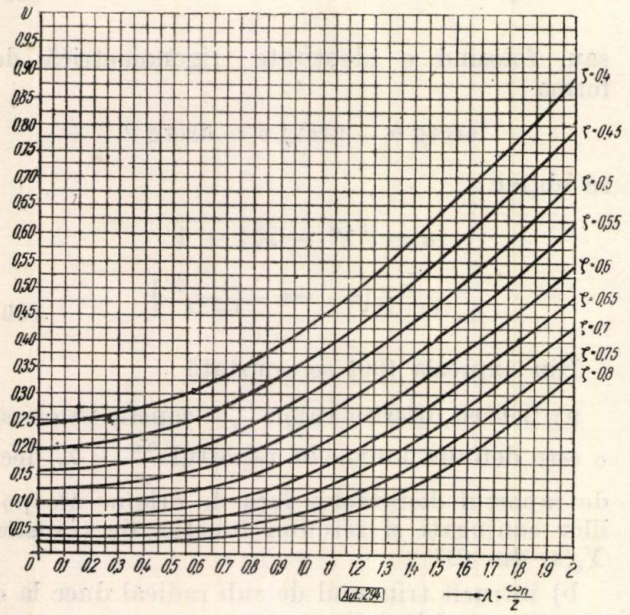


Fig. 5. Reprezentarea dependenței $\sigma = f(\lambda)$ pentru diferite valori $\zeta = ct.$

Întrucît sistemul echivalent de ordinul II are un suprareglaj maxim σ_e egal cu valoarea σ determinată anterior prin intermediul curbelor din figura 5 pentru sistemul considerat — cu funcția de transfer (27) — cu ajutorul curbei din figura 6 se obține pentru $\sigma_e = \sigma$ valoarea căutată ζ_e, care conduce la un suprareglaj maxim $\sigma_e = \sigma$.

Pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI se delimitează în planul K_R, T_i domeniul asigurării performanțelor tranzitorii prin intermediul unei curbe de $\zeta_e = \text{const.}$, valoarea ζ_e fiind însă aleasă acoperitor (corespunzînd pe curba din figura 6 unei valori $\sigma_e < \sigma_i$, ținînd seamă de înrăutățirea performanțelor tranzitorii prin introducerea zeroului z, care orientativ poate fi prevăzută cu ajutorul curbelor din figura 5), astfel încît să fie asigurată satisfacerea condiției impuse $\sigma \leqslant \sigma_i$, respectiv condiției (15).

După determinarea parametrilor optimi $K_{R\,opt}$ și $T_{i\,opt}$ (în conformitate cu criteriul utilizat) va trebui să se verifice, cu ajutorul curbelor din figura 5, că valorile ζ, ω_n și z — obținute în funcție de $K_{R\,opt}$ și $T_{i\,opt}$ prin relațiile (5), (6), (7) sau (11), (12), (13) — duc la o valoare care satisface condiția $\sigma \leqslant \sigma_i$; în caz contrar, domeniul trebuie delimitat de o curbă cu $\zeta_e = \text{const.}$ mai mare decît valoarea anterioară, verificîndu-se apoi din nou, prin intermediul curbelor din figura 5, satisfacerea condiției $\sigma \leqslant \sigma_i$.

Delimitarea domeniilor menționate prin curbe de $\zeta_e = \text{const.}$ asigură implicit și toate performanțele tranzitorii respectate prin delimitarea domeniilor cu ajutorul curbelor de $m = \text{const.}$ sau $\Psi = \text{const.}$, folosite în [1], [2], [3], întrucît, așa cum rezultă din (17) și (24), valorile m și Ψ sînt univoc determinate de ζ_e.

Curbele din figura 5 pot fi folosite și în scopul sintezei sistemelor de urmărire. Sinteza acestor sisteme se începe de regulă [8], [9] prin fixarea poziției polilor conjugați ai funcției de transfer $Y_0(s)$ în conformitate cu performanțele tranzitorii impuse. Dacă factorul total de amplificare rezultat din poziția acestor poli nu duce la satisfacerea performanței staționare, este necesară introducerea unui zero care mărește factorul total de amplificare și reduce eroarea staționară, mărind însă totodată și suprareglajul maxim.

Curbele indicate în figura 5 permit să se aprecieze imediat (valorile ζ și ω_n fiind definite de poziția polilor conjugați) dacă valoarea zeroului

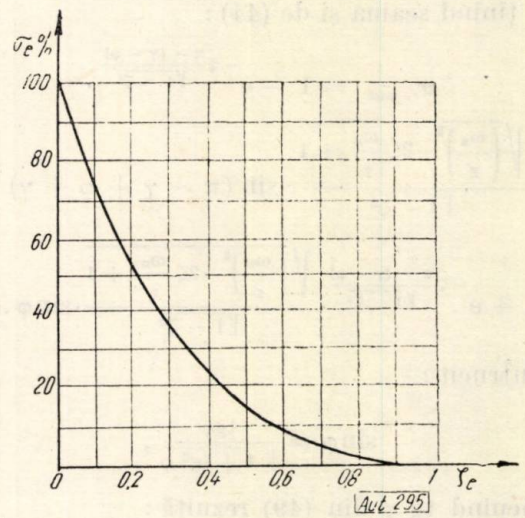


Fig. 6. Reprezentarea dependenței $\sigma_e = F(\zeta_e)$ pentru un sistem de ordinul II.

introdus în scopul îmbunătățirii performanței staționare duce la valori ale suprareglajului σ, care depășesc sau nu valoarea impusă, deci dacă soluția este sau nu admisibilă și din punctul de vedere al performanțelor tranzitorii.

Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II poate fi extinsă și la acordarea optimă a altor tipuri de regulatoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dudnikov, E. T. *Osnovi avtomaticeskogo reguliro-vania teplovih proțesov.* Moscova, Gosenergoizdat, 1956.

[2] Stefani, E. P. *Osnovi rasciota nastroiki reguliatorov teploenergheticeskih proțesov.* Moscova, Gosenergoizdat, 1960.

[3] Rotaci, V. Ia. *Rasciot nastroiki promîslennih sistem regulirovania.* Moscova, Gosenergoizdat, 1961.
[4] Penescu, C. I. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice*, I, Ed. Acad. R.P.R., 1959.
[5] Călin, S. *Determinarea aproximativă a performanţelor tranzitorii din caracteristica reală de frecvenţă. Probleme de automatizare*, IV, Ed. Acad. R.P.R., 1963.
[6] Volghin, V. V. *Asupra determinării unei acţiuni optime de reglare de către regulatori de tip PID.* Analele romîno-sovietice, Automatică şi cibernetică, 1962.
[7] Călin, S. *Sinteza reţelelor de corecţie în serie prin metoda sistemului echivalent de ordinul II.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică I.P.B., 1962.
[8] Truxall, J. G. *Automatic feedback control synthesis.* New York, McGraw Hill, 1955.
[9] Călin, S. *Sinteza generală a sistemelor automate liniare prin intermediul caracteristicilor logaritmice atenuare-frecvenţă ale sistemelor în stare deschisă.* Buletinul I.P.B., tom. XXIII, fasc. 2. 1961.

Ing. CONSTANTIN PANTELIMON

Regulator electronic cu impulsuri de aceeaşi polaritate, modulate în durată

Teoria şi practica sistemelor de reglare discontinuă s-au dezvoltat într-un ritm mai lent decît teoria şi practica sistemelor de reglaj continuu. În ultimul timp, în tehnică se folosesc din ce în ce mai mult instalaţii electronice de calcul, atît de tip analogic, cît şi numeric. Prezenţa elementelor cifrice de calcul în sisteme face necesară elaborarea unor metode de analiză şi sinteză a sistemelor de tip discontinuu.

După cum a rezultat din lucrările primului Congres de automatică de la Moscova (1960), studiul sistemelor cifrice se poate face pe baza teoriei sistemelor cu impulsuri, deoarece un sistem automat cifric poate fi considerat un caz particular al sistemului cu impulsuri.

În laboratorul de electronică industrială al Institutului politehnic din Bucureşti s-a realizat un regulator electronic cu impulsuri de aceeaşi polaritate modulate în durată, prezentat în articolul de faţă.

Schema-bloc a sistemului (fig. 1) cuprinde: obiectul reglat C, un cuptor cu rezistenţă electrică X, a cărui temperatură se reglează; traductorul Tr_1, un termocuplu NiCr-Ni; circuitul de măsură CM, cu rol de traductor de intrare şi element de comparaţie; amplificatorul de curent continuu A_1; elementul de impuls EI care conţine: amplificatorul diferenţial A_2 şi organul de execuţie OE, care cuprinde un grup de relee.

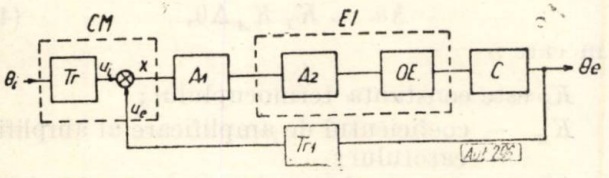


Fig. 1. Schema-bloc a regulatorului.

Se va prezenta pe scurt fiecare element în parte, insistîndu-se asupra elementului de impuls, care are o importanţă deosebită.

Obiectul reglat este un cuptor cu rezistenţă electrică, dar schema se poate aplica şi la reglarea altor procese, cum ar fi, de exemplu, reglarea debitelor, a nivelelor etc.

Drept traductor de reacţie s-a folosit un termocuplu NiCr-Ni, care are o funcţionare sigură pînă la temperaturi de ordinul 900°C şi o liniaritate bună.

Circuitul de măsură s-a realizat sub forma obişnuită a unei punţi de compensare lucrînd în regim neechilibrat, luîndu-se măsurile cunoscute pentru eliminarea influenţei variaţiei de temperatură a mediului ambiant şi pentru compensarea variaţiei tensiunii bateriei de alimentare a punţii.

Amplificatorul de curent continuu cuprinde un modulator electromecanic, care transformă tensiunea continuă de eroare într-un semnal alternativ sinusoidal, un amplificator electronic de joasă frecvenţă şi un detector (demodulator) sensibil la fază.

Elementul de impuls (fig. 2) conţine, în primul rînd, un amplificator electronic diferenţial de curent continuu. Pe grila tubului T_1 se aplică o tensiune de referinţă U_r şi semnalul de eroare amplificat Δu, iar pe grila tubului T_2, o tensiune

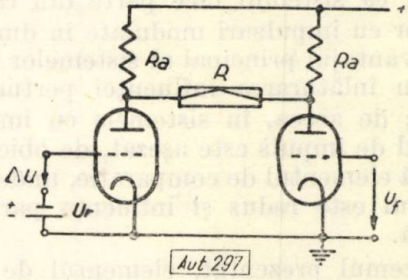


Fig. 2. Elementul de impuls.

în formă de dinţi de ferăstrău, cu perioada T care este produsă de un generator cu tiratron u_f. Tensiunea amplificată care apare între anozii celor două tuburi comandă un releu polarizat R. Acesta ar putea fi înlocuit cu un releu obişnuit, în serie cu o diodă. Atunci cînd tensiunea liniară a generatorului este mai mare decît tensiune

de eroare, releul polarizat este acţionat astfel încît stabileşte contactul activ şi, o dată cu acesta, şi alimentarea înfăşurării de comandă a contactorului care cuplează rezistenţa cuptorului la reţea.

Atunci cînd tensiunea liniară a generatorului este mai mică decît tensiunea de eroare, releul polarizat se comută pe contactul liber, şi alimentarea cuptorului se întrerupe.

Pentru clarificarea modului de funcţionare a sistemului de reglare, în figura 3 s-au reprezentat

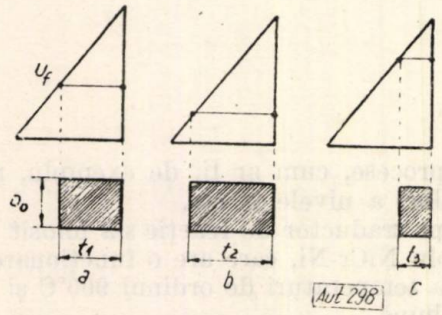


Fig. 3. Principiul de funcţionare a elementului de impuls.

tensiunile la intrarea în amplificatorul diferenţial şi puterea absorbită de cuptor de la reţea în trei situaţii ale erorii x: nulă, pozitivă, şi negativă. S-a presupus deocamdată că în timpul perioadei T temperatura cuptorului şi deci eroarea x rămîn constante. Reglînd iniţial sistemul astfel ca la eroare nulă puterea intrată în cuptor să aibă forma unor impulsuri de durată t_1 (fig. 3, a), la o eroare pozitivă ($\theta i > \theta e$) impulsurile vor avea o durată t_2 mai mare şi temperatura θe va creşte (fig. 3, b), iar la o eroare negativă ($\theta i < \theta e$) impulsurile vor fi mai scurte ($t_3 < t_1$) şi temperatura va scădea (fig. 3, c), tinzîndu-se spre eliminarea erorii.

Din cele arătate rezultă că sistemul asigură o acţiune proporţională, durata impulsurilor de putere fiind proporţională cu mărimea erorii şi, totodată, că sistemul face parte din categoria sistemelor cu impulsuri modulate în durată. Se ştie că avantajul principal al sistemelor discrete constă în înlăturarea influenţei perturbaţiilor parazite; de aceea, în sistemele cu impulsuri, elementul de impuls este aşezat, de obicei, imediat după elementul de comparaţie, unde nivelul semnalului este redus şi influenţa paraziţilor, puternică.

În sistemul prezentat, elementul de impuls este aşezat după amplificator, astfel încît acest avantaj se va referi numai la înlăturarea influenţei variaţiilor întîmplătoare ale tensiunii de reţea. Schema se poate îmbunătăţi introducînd discontinuitatea şi în montajul amplificatorului de c.c., adică realizîndu-l sub forma modulator tip chopper — amplificator de impulsuri — demodulator, soluţie utilizată frecvent în maşinile electronice de calcul analogic.

Studiul regimului staţionar

În timp ce cuptorul este alimentat de la reţea, ecuaţia de funcţionare va avea forma:

$$P_0 - P_r = c\frac{d\theta_e}{dt}, \qquad (1)$$

unde:

P_0 este puterea absorbită de la reţea;
P_r — puterea radiată, dependentă de temperatura cuptorului, a mediului ambiant şi de coeficientul de radiaţie;
c — coeficientul de absorbţie al cuptorului.

Atunci cînd cuptorul este decuplat de la reţea, ecuaţia devine:

$$-P_r = c\frac{d\theta_e}{dt}. \qquad (2)$$

Cele două ecuaţii (1) şi (2) arată că regimul staţionar va avea un caracter discontinuu; curba de variaţie a temperaturii are două segmente de exponenţială cu pante diferite.

Se poate regla sistemul prin reglarea tensiunii U_r, astfel încît temperatura θ_e să coincidă cu valoarea de reglare θ_i în momentul în care θ_e are valoarea minimă.

Se notează cu $\Delta\theta = \theta_e - \theta_i$; $\Delta\theta$ va fi pozitiv în timpul ciclului. Ecuaţiile (1) şi (2) devin:

$$P_0 - P_r = c\frac{d\Delta\theta}{dt} - P_r = c\frac{d\Delta\theta}{dt}. \qquad (3)$$

În timpul ciclului de funcţionare, temperatura variază puţin, de aceea P_r se poate considera constant. În acest caz, curba variaţiei de temperatură $\Delta\theta$ va fi construită din două segmente de dreaptă cu pantele:

$$\operatorname{tg}\beta_1 = \frac{P_0 - P_r}{c} \quad \operatorname{tg}\beta_2 = -\frac{P_r}{c}.$$

Variaţia de tensiune la intrarea amplificatorului diferenţial va fi:

$$\Delta u = K_T K_A \Delta\theta, \qquad (4)$$

în care:

K_T este constanta termocuplului;
K_A — coeficientul de amplificare al amplificatorului;
$\Delta\theta$ — eroarea sistemului cu semn schimbat:

$$\Delta\theta = -(\theta_i - \theta_e) = -x,$$

astfel încît:

$$\Delta u = -K_T K_A x.$$

Relaţia (4) arată că, în regim staţionar, variaţia de tensiune Δu va fi analogă cu variaţia de temperatură $\Delta\theta$, adică va avea forma unor oscilaţii triunghiulare periodice de perioadă T cu pantele:

$$\operatorname{tg}\alpha_1 = K_A K_T \frac{P_0 - P_r}{c}; \quad \operatorname{tg}\alpha_2 = -K_A K_T \frac{P_r}{c} \qquad (5)$$

suprapuse peste tensiunea de referinţă U_r.

Ţinînd seamă că întreaga energie absorbită de la reţea în timpul T_1 este radiată în decursul întregii perioade T, se deduce :

$$T_1 \cdot P_0 = T \cdot P_r, \tag{6}$$

de unde rezultă timpul de anclanşare :

$$T_1 = T \cdot \frac{P_r}{P_0} \tag{7}$$

şi timpul de declanşare :

$$T_2 = T - T_1 = T\,\frac{P_0 - P_0}{P_r}. \tag{8}$$

O mărime foarte importantă pentru proiectarea sistemului este amplitudinea oscilaţiilor de temperatură. În mod simplu se poate arăta că :

$$\Delta\theta_{max} = T_1 \operatorname{tg}\beta_1 = T\,\frac{P_r}{P_0} \cdot \frac{P_0 - P_r}{c}. \tag{9}$$

Analizînd această relaţie se ajunge la concluzia că pentru scăderea lui $\Delta\theta_{max}$ este necesar să se micşoreze T, adică să crească frecvenţa dinţilor de ferăstrău, concluzie care apare clar şi din consideraţiile fizice.

De asemenea, $\Delta\theta_{max}$ variază cu P_r care, la rîndul său, depinde de temperatură ; un calcul simplu arată că, atunci cînd $P_r = \frac{P_0}{2}$ se obţine un maximum maximorum :

$$\Delta\theta_{max\,max} = \frac{TP_0}{4c}. \tag{10}$$

Încă un element important pentru proiectare este tensiunea de referinţă U_r care corespunde temperaturii de reglare θ_i şi depinde de aceasta. Din consideraţii geometrice simple se deduce :

$$U_r = U_f \cdot \frac{P_0 - P_r}{P_0}, \tag{11}$$

în care U_f este amplitudinea dinţilor de ferăstrău. Se observă că U_r depinde de temperatură prin intermediul puterii radiate. În sfîrşit, din figura 4 se deduce că, pentru o funcţionare corectă a sistemului, panta tensiunii în dinţi de ferăstrău trebuie să fie mai mare decît panta tensiunii Δu :

$$\operatorname{tg}\alpha_f > \operatorname{tg}\alpha_1.$$

Exprimînd cele două pante în funcţie de parametrii sistemului se obţine :

$$U_f > K_A K_T \frac{P_0 - P_r}{c}. \tag{12}$$

Relaţiile (9), (11) şi (12) pot fi utilizate la proiectarea sistemului.

În cele descrise nu s-au luat în cosinderare întîrzierea termocuplului şi nici domeniul de insensibilitate al releului. Dacă se ia în considerare întîrzierea termocuplului, regimul staţionar are forma prezentată în figura 5.

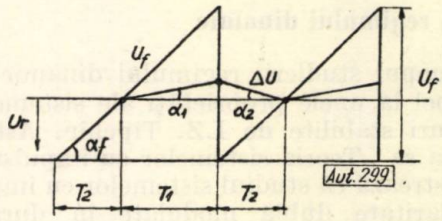


Fig. 4. Variaţia tensiunii Δu în regim staţionar.

Curba tensiunii Δ_u este întîrziată cu Δt faţă de o tensiune care ar urmări temperatura cuptorului, Δt fiind întîrzierea termocuplului. În această situaţie, relaţiile (7), (8) şi (9) pentru determinarea timpilor T_1, T_2 şi a amplitudinii oscilaţiilor $\Delta\theta_{max}$ rămîn, de asemenea, valabile.

Pe cale geometrică se pot obţine relaţii corespunzătoare cazului precedent pentru determinarea tensiunii de referinţă U_r şi amplitudinii dintelui de ferăstrău U_f.

$$U_r = U_f\,\frac{P_0 - P_r}{P_0} - \Delta t\,K_A K_T \frac{P_r}{c} \tag{13}$$

$$U_f > \frac{K_A K_T}{c}\,[T(P_0 - P_r) - \Delta t\,P_0]. \tag{14}$$

În sfîrşit, se va analiza cazul cînd se iau în considerare întîrzierea termocuplului şi insensibilitatea releului. Regimul staţionar respectiv este reprezentat în figura 6. Cuplarea releului

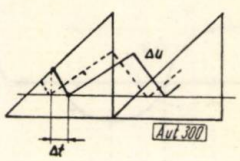


Fig. 5. Variaţia tensiunii Δu în regim staţionar, cînd există întîrzierea termocuplului.

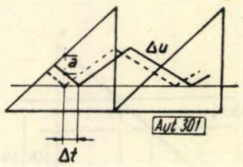


Fig. 6. Variaţia tensiunii Δu cînd există întîrzierea termocuplului şi domeniul de insensibilitate al releului.

are loc la un moment t_1 cînd $U_f - u = a$, a fiind pragul de insensibilitate a releului ; în acest moment, cuptorul începe să se încălzească, dar creşterea temperaturii indicată de termocuplu începe după timpul de întîrziere Δt. Şi în acest caz, relaţiile (7), (8) şi (9) pentru determinarea timpilor T_1, T_2 şi amplitudinii $\Delta\theta_{max}$ rămîn valabile. În mod corespunzător, pentru determinarea mărimilor U_r şi U_f se deduc relaţiile :

$$U_r = U_f\,\frac{P_0 - P_r}{P_0} - \Delta t\,\frac{K_A K_T P_r}{c} - a \tag{15}$$

$$U_f > K_A K_T\,\frac{1}{c}\,[T(P_0 - P_r) - \Delta t\,P_0] - a\,\frac{P_0}{P_r}. \tag{16}$$

Ca o verificare a relaţiilor (13), (14), (15) şi (16) se poate observa că, atunci cînd $\Delta t = 0$ şi $a = 0$, se obţin relaţiile (11) şi (12).

Studiul regimului dinamic

În scopul studierii regimului dinamic se va face apel la unele proprietăţi ale sistemelor cu impulsuri stabilite de I.Z. Tîpchin. Astfel, în lucrarea sa „Teoria sistemelor cu impulsuri" se demonstrează că studiul sistemelor cu impulsuri cu polaritate dublă modulate în durată se poate reduce la studiul sistemelor cu impulsuri modulate în amplitudine. Această proprietate rămîne valabilă şi în cazul sistemelor cu impulsuri de aceeaşi polaritate, adică a sistemelor în care polaritatea semnalului de ieşire este independentă de semnul semnalului la intrare.

În figura 7,a, s-a reprezentat nivelul tensiunii U_0 corespunzător unei erori de tensiune nulă şi nivelul tensiunii U_1 corespunzător unei variaţii (erori) negative $\Delta u = U_1 - U_0 < 0$. Dacă se notează cu γ_0 durata impulsului la $\Delta u = 0$ şi cu γ durata la $\Delta_u < 0$, pe cale geometrică, simplă se obţine :

$$\gamma = \gamma_0 + \Delta\gamma = \gamma_0 + \chi \Delta u, \qquad (17)$$

unde :

$$\chi = -\frac{T}{U_f}.$$

În figura 7, b, s-a reprezentat aspectul impulsurilor modulate în durată, de aceeaşi polaritate, cînd Δu variază în mod arbitrar.

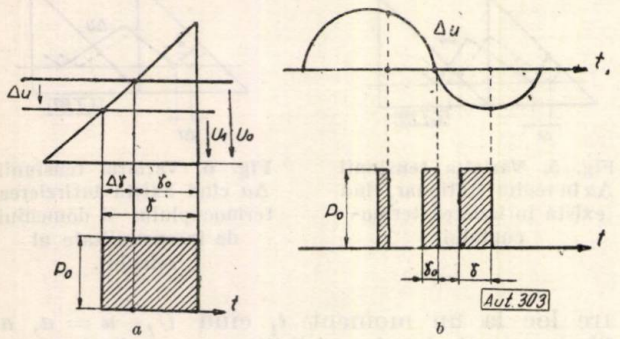


Fig. 7. Modulaţia în durată a impulsurilor de aceeaşi polaritate.

Pentru studiul regimului dinamic se porneşte de la un regim iniţial de echilibru staţionar, ai cărui parametri s-au stabilit pe baza capitolului precedent. În acest regim, puterea la intrarea cuptorului va avea forma unor impulsuri periodice de durată constantă γ_0. Se presupune că, la un moment dat, intervine o perturbare care poduce o eroare de temperatură $x > 0$, fie prin mărirea temperaturii θi, fie prin micşorarea temperaturii θ. La aceasta va corespunde o variaţie $\Delta u < 0_e$. În regimul tranzitoriu care urmează, în sistem se vor stabili impulsuri de durată $\gamma_0 + \Delta\gamma$. Aplicînd legea suprapunerii efectelor, valabilă în cazul de faţă sistemul fiind liniar, se va putea considera că regimul tranzitoriu se poate descompune în două răspunsuri : un răspuns corespunzător unui impuls de durată γ_0 şi un răspuns corespunzător impulsului de durată $\Delta\gamma$. Primul răspuns este vechiul regim staţionar ; deci se va determina răspunsul sistemului la impulsurile de durată $\Delta\gamma$ şi se va suprapune peste vechiul regim. staţionar.

Metoda presupune deci perturbări relativ mici pentru a nu ieşi din regiunea liniară $\Delta u - U_f - U_r$; $\Delta u < U_r$.

În cele ce urmează se vor face următoarele ipoteze :

— momentele de timp discrete m corespund nivelului U_0 al tensiunii (sfîrşitului impulsului de durată $\Delta\gamma$) ;

— variaţia de tensiune Δu nu este esenţială în intervalul $\Delta\gamma$ (adîncimea de modulaţie) ;

— răspunsul părţii continue la un impuls de durată $\Delta\gamma$ constituie caracteristica de impuls a sistemului deschis.

Aceste ipoteze sînt justificate ţinînd seamă că adîncimea de modulaţie $\Delta\gamma$ este mică.

Exprimînd intervalul $\Delta\gamma$ sub formă normată :

$$\Delta\bar{\gamma} = \frac{\Delta\gamma}{T} = \frac{\chi}{T} \Delta u = \bar{\chi} \Delta u.$$

În condiţiile arătate, răspunsul părţii continue va fi :

$$h(\bar{t} - m + \Delta\bar{\gamma}) - h(\bar{t} - m).$$

Trecînd la funcţii eşantionate :

$$K[n, m, \varepsilon] = h[n - m, \varepsilon + \bar{\chi} \Delta u] - h[n - m, \varepsilon].$$

Dezvoltînd în serie Taylor primul termen şi oprindu-ne la primii doi termeni :

$$K[n, m, \varepsilon] = \bar{\chi} \Delta u[m] \dot{h}[n - m, \varepsilon] =$$

$$\bar{\chi} \Delta u[m] K[n - m, \varepsilon]$$

deoarece derivata treptei unitare este impulsul unitar.

Mărimea de ieşire este :

$$\Delta\theta_e[n, \varepsilon] = \bar{\chi} P_0 \sum_{m=0}^{n} \Delta u[m] K[n - m, \varepsilon]. \qquad (18)$$

Aplicînd transformata Laplace discretă şi teorema înmulţirii imaginilor se obţine imaginea mărimii de ieşire :

$$\Delta\theta_e^*(q, \varepsilon) = \bar{\chi} P_0 k^*(q, \varepsilon) \Delta u^*(q), \qquad (19)$$

în care $K^*(q, \varepsilon)$ este transformata Laplace discretă a caracteristicii de impuls a părţii continue. Se obţine deci o mărime analogă modulaţiei în amplitudine.

Funcţia de transfer a sistemului închis se determină cu următoarele relaţii care se obţin

uşor din examinarea schemei-bloc a sistemului (fig. 1):

$$\Delta X^{\star}(q,0)\,\Delta\theta_i^{\star}(q,0) - \Delta\theta_e(q,0) \tag{20}$$

$$\Delta U^{\star}(q,0) = \alpha\,\Delta X^{\star}(q,0). \tag{21}$$

$$\Delta\theta_e^{\star}(q,\varepsilon) = \bar{\chi}P_0K^{\star}(q,\varepsilon)\,\Delta U^{\star}(q,0). \tag{22}$$

Coeficientul α are semn negativ. Se găseşte funcţia de transfer:

$$K_{\Im}^{\star}(q,\varepsilon) = \frac{\Delta\theta_e^{\star}(q,\varepsilon)}{\Delta\theta_i^{\star}(q,0)} = \frac{\alpha P_0\bar{\chi}K^{\star}(q,\varepsilon)}{1+\alpha P_0\bar{\chi}K^{\star}(q,0)}. \tag{23}$$

Pentru determinarea funcţiei $K^{\star}(q,\varepsilon)$ se porneşte de la funcţia de transfer a părţii continue:

$$K_{TC}(s) = \frac{K_0}{s\,T_a+1},$$

K_0, T_c, fiind, respectiv, constanta de timp şi coeficientul de amplificare al cuptorului reglat. Trecînd la valori normate:

$$K_c(q) = \frac{K_0\beta}{q+\beta}\;;\quad s = \frac{q}{T}\;;\quad \beta = \frac{T}{T_c}.$$

Caracteristica de impuls a părţii continue este transformata Laplace inversă a funcţiei $K_c(q)$.

$$K(\bar{t}) = \beta K_0 e^{-\beta\bar{t}}$$

sau trecînd la funcţia eşantionată

$$K[n,\varepsilon] = \beta K_0 e^{-\beta(n+\varepsilon)}.$$

Funcţia $K^{\star}(q,\varepsilon)$ este transformata Laplace discretă a caracteristicii de impuls $K[n,\varepsilon]$. Efectuînd calculele sau utilizînd tabelele se obţine:

$$K^{\star}(q,\varepsilon) = \beta K_0 e^{-\beta\varepsilon}\frac{e^{q}}{e^{q}-e^{-\beta}}. \tag{24}$$

Introducînd în (23), se obţine expresia finală a funcţiei de transfer a sistemului închis:

$$K_{\Im}^{\star}(q,\varepsilon) = \frac{C_0 e^{q}e^{-\beta\varepsilon}}{(C_0+1)e^{q}-e^{-\beta}}, \tag{25}$$

$C_0 = P_0\,\alpha\,\bar{\chi}\,K_0\,\beta$ este un coeficient fără dimensiuni.

Regimul tranzitoriu al mărimii de ieşire corespunzător unui salt-treaptă unitar al mărimii de intrare $\Delta\theta_i = 1\ [n]$ are forma:

$$\Delta\theta[n,\varepsilon] = K_{\Im}^{\star}(0,\varepsilon) - \frac{H^{\star}(\tilde{q}_1,\varepsilon)}{\dot{G}^{\star}(\tilde{q}_1)(1-e^{\tilde{q}_1})}e^{\tilde{q}_1 n}, \tag{26}$$

unde: $\tilde{q}_1$ este polul funcţiei $K_{\Im}^{\star}(q,\varepsilon)$;

$\dot{G}^{\star}(q)$ este derivata funcţiei $G^{\star}(q) = (C_0+1)e^{q} - e^{-\beta}$ în raport cu e^{q};

$\dot{G}^{\star}(q) = C_0 + 1$, iar $H^{\star}(q,\varepsilon)$ este numărătorul lui $K_{\Im}^{\star}(q,\varepsilon)$ (I. Z. Tîpchin — Teoria sistemelor cu impulsuri — 1958).

Cu ajutorul relaţiei (25) se obţine forma generală a variaţiei de temperatură în regim tranzitoriu:

$$\Delta\theta_e[n,\varepsilon] = \frac{C_0 e^{-\beta\varepsilon}}{C_0+1-e^{-\beta\varepsilon}} - \frac{C_0 e^{\tilde{q}_1}e^{-\beta\varepsilon}}{(C_0+1)(1-e^{\tilde{q}_1})}e^{\tilde{q}_1 n}. \tag{27}$$

Pentru determinarea polului $\tilde{q}_1$ se rezolvă ecuaţia:

$$(C_0+1)\,e^{q} - e^{-\beta} = 0$$

sau:

$$e^{q} = \frac{e^{-\beta}}{C_0+1} = \frac{1}{e^{\beta}(C_0+1)}. \tag{28}$$

Regimul tranzitoriu este reprezentat de termenul 2 din ecuaţia (27). Durata regimului tranzitoriu depinde de polul $\tilde{q}_1$ care trebuie să fie cît mai mare în valoare absolută; deci va trebui să se aleagă:

— $\beta = \frac{T}{T_c}$ cît mai mare (perioada tensiunii liniare mari);

— C_0 cît mai mare; cum C_0 depinde în special de factorul de amplificare K_a rezultă că amplificarea trebuie să fie mare.

Regimul staţionar, care se stabileşte în sistem după o variaţie a mărimii de intrare cu un grad, va fi suma regimului oscilant iniţial cu oscilaţii de amplitudine $\Delta\theta_{max}$ şi variaţia determinată de termenul constant din relaţia (27):

$$\Delta\theta_{es} = \Delta\theta_{ei} + \Delta\theta_{ef}.$$

Regimul oscilant iniţial $\Delta\theta_{ei}$ are forma de oscilaţii triunghiulare (fig. 8, curba 1) a căror

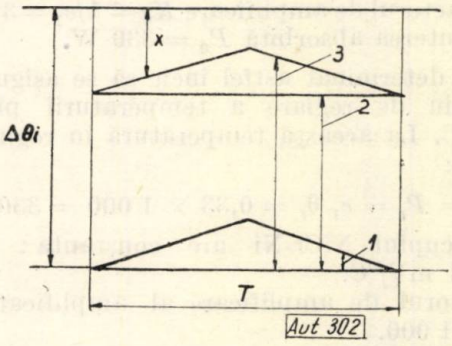


Fig. 8. Regimul staţionar al temperaturii $\Delta\theta_{es}$.

amplitudine depinde de temperatură (relaţia 10), deoarece puterea radiată este funcţie de temperatură.

Pentru a micşora valoarea lui $\Delta\theta_{max}$, după cum s-a mai arătat, va trebui să se aleagă T cît mai mic, condiţie care corespunde unui regim tranzitoriu nefavorabil. Regimul staţionar corespunzător termenului $\Delta\theta_{ef}$:

$$\Delta\theta_{ef} = \Delta\theta_i\frac{C_0 e^{-\beta\varepsilon}}{C_0+1-e^{-\beta}} \tag{29}$$

are o variaţie exponenţială în cursul unei perioade T. Dacă treapta aplicată la intrare are o valoare $\Delta\theta_i$, acest termen devine mai important decît $\Delta\theta_{ei}$ (fig. 8, curba 2) şi $\Delta\theta_{ei}$ se poate neglija. În acest caz, eroarea staţionară, care apare va fi :

$$x_s(\varepsilon) = \Delta\theta_i \frac{C_0 + 1 - e^{-\beta} - C_0 e^{-\beta\varepsilon}}{C_0 + 1 - e^{-\beta}}. \quad (30)$$

Valoarea maximă a erorii staţionare se obţine pentru $\varepsilon = 1$ şi este :

$$x_{smax} = \Delta\theta_i \frac{(C_0 + 1)(1 - e^{-\beta})}{C_0 + 1 - e^{-\beta}}; \quad (31)$$

se observă că depinde, de asemenea, de factorii C_0 şi β.

Se deduce, de asemenea, că pentru a micşora eroarea staţionară este necesar ca C_0 să fie mare, iar β trebuie să fie mic, deoarece funcţia variază monoton, atît cu β, cît şi cu C_0.

Din figura 8, curba 3, se observă că, chiar dacă nu se neglijează influenţa factorului $\Delta\theta_{ei}$, eroarea maximă are tot valoarea dată de relaţia (31).

La alegerea mărimilor bază care determină pe β şi C_0 va trebui să se ţină seamă de influenţa contradictorie a lui β asupra regimului staţionar şi tranzitoriu.

Date experimentale

Cuptorul utilizat are parametrii :

— constanta puterii radiate $c_1 = 0{,}33$ W/°C ;
— constanta puterii absorbite $c = 41$ W min/°C ;
— constanta de timp $T_c = c/c_1 = 123$ min ;
— factorul de amplificare $K_0 = 1/c_1 = 3$°C/W ;
— puterea absorbită $P_0 = 330$ W.

P_0 s-a determinat astfel încît să se asigure un domeniu de reglare a temperaturii pînă la 1 000°C. La această temperatură în regim staţionar :

$$P_0 = P_r = c_1\,\theta_f = 0{,}33 \times 1\,000 = 330 \text{ W}.$$

Termocuplul NiCr-Ni are constanta : $K_T = 0{,}04$ mV/°C.

Factorul de amplificare al amplificatorului $K_A = 1\,000$.

Amplitudinea tensiunii dinte de ferăstrău $U_f = 20$ V.

Perioada acestei tensiuni $T = 1{,}38$ min.

Cu aceste date, mărimile utilizate în text devin :

$$\alpha = -K_A K_T = -40 \times 10^{-3} \text{ V/°C}$$

$$\overline{\chi} = -\frac{1}{U_f} = -\frac{1}{20} \text{ 1/V}.$$

$$\beta = \frac{T}{T_c} = 0{,}0112; \quad C_0 = K_0 P_0 \alpha \overline{\chi} \beta = 0{,}0224.$$

Temperatura iniţială de lucru fiind $\theta_i = 500$°C, se obţine :

$$\Delta\theta_{max} \cong 2\text{°C},$$

variaţia mărimii de ieşire în regim tranzitoriu la o treaptă unitară :

$$\Delta\theta_e[n, \varepsilon] = 0{,}67\, e^{-0{,}0112\,\varepsilon} - 0{,}65\, e^{-0{,}0112\,\varepsilon} e^{-0{,}0263n}.$$

Eroarea staţionară la o variaţie treaptă :

$$x_s(\varepsilon) = \Delta\theta_i (1 - 0{,}67\, e^{-0{,}0112\,\varepsilon}).$$

Se consideră : $\Delta\theta_i = 10$°C.

La $\varepsilon = 0$ şi $\varepsilon = 1$ se obţine :

$$x_s(0) = 3{,}3\text{°C} \quad x_s(1) = 3{,}4\text{°C}.$$

Valorile experimentale :

$$x_s(0) = x_s(1) = 4\text{°C}; \quad \Delta\theta_{max} = 2\text{°C}.$$

Concluzii

Din cele arătate se desprind următoarele :

1. Transformata Laplace discretă poate fi utilizată pentru studiul dinamic al sistemelor cu impulsuri de aceeaşi polaritate, modulate în durată.

2. Studiul dinamic al acestor sisteme se reduce la studiul sistemelor cu impulsuri modulate în amplitudine.

3. Regulatorul electronic considerat se poate regla iniţial la un regim staţionar dorit, în care temperatura are forma unor oscilaţii triunghiulare cu amplitudinea dependentă, în special de perioada de repetiţie T. Micşorarea acestei perioade micşorează amplitudinea oscilaţiilor.

4. Dacă se aplică o mărime treaptă la intrare, de valoare relativ mare, regimul tranzitoriu care se produce este determinat, în special, de factorul de amplificare K_A şi de perioada T. Un regim tranzitoriu scurt se poate realiza mărind pe T şi K_A.

5. În regimul staţionar care se stabileşte se poate neglija regimul oscilant iniţial, adică θ_{ei} se poate socoti constant. Noul regim staţionar are o eroare staţionară maximă a cărei valoare depinde, de asemenea, de factorii K_a şi T.

Micşorarea acestei erori se poate face mărind pe K_A şi micşorînd pe T.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tîpchin, I. Z. *Teoria sistemelor cu impulsuri.* Moscova, 1958.
[2] Kampe, A. A. *Dinamica reglării cu două poziţii.* Moscova, 1955.

Ing. MIOARA CĂLUȘIȚĂ

Racordarea regulatorului la elementul de execuție în circuitele de reglare a proceselor industriale

În tehnica reglării automate se obișnuiește să se numească procese industriale sau tehnologice procesele din industriile în care utilizarea principală o au fluidele, ca de exemplu în industria petrolieră, chimică, în centralele de energie etc. Aceste procese se caracterizează prin cantități mari de materiale care circulă continuu prin instalații, prin constante de timp mari (uneori de zeci de minute) și stăpîni printr-o oarecare dificultate de a identifica și dinamica fenomenelor [1].

Pentru a menține mărimea reglată la valoarea prescrisă, se variază de obicei un debit cu un ventil*.

În cazul circuitelor de reglare de tip PID (cazul cel mai des întîlnit în practică), ventilul este acționat de un semnal compus din trei termeni : unul proporțional cu mărimea de acționare (abaterea dintre mărimea reglată și referință), altul, cu integrala și altul, cu derivata ei. Acest semnal este furnizat de un regulator PID și poate fi aplicat ventilului fie direct, fie prin intermediul unor circuite (dispozitive sau aparate) de adaptare.

În acest articol se prezintă unele considerații generale privind elementele de execuție și adaptoarele de ieșire (circuitele de racordare a ieșirii regulatorului la ventil).

1. Elementele de execuție (ventile)

Ventilul (numit în practica curentă vană) este un orificiu continuu variabil în conducta de fluid. Producînd o cădere de presiune, ventilul controlează debitul. Există un procent minim (de 20—30%) din căderea de presiune a fluidului în instalație, care trebuie să cadă pe ventil pentru ca acesta să poată controla debitul.

Ventilul are două părți : corpul ventilului, care se intercalează în conducta de fluid prin flanșă și constituie orificiul variabil, și operatorul, partea prin care mărimea de execuție acționează asupra orificiului [2].

În figura 1 se arată un ventil-fluture. Varierea orificiului se face cu o clapetă rotitoare. Prin trecerea fluidului acesată clapetă este supusă unui cuplu.

Cele mai utilizate ventile sînt însă cele „cu scaun". Există și ventile cu un scaun, dar în reglare se utilizează aproape numai ventilele cu două scaune *1*, *2* (fig. 2) legate solidar printr-o tijă *3* (deoarece forțele cu care acționează fluidul asupra celor două scaune sînt egale și de semn contrar, aceste ventile sînt mai ușor de poziționat). Relația dintre deplasarea tijei luată în procente din cursa totală (numită uneori și deschiderea ventilului) și procentul de debit care străbate ventilul la cădere de presiune constantă pe ventil se numește caracteristica ventilului. În cazul ventilului arătat în figura 2 această caracteristică este realizată prin profilul decupării în scaun (secțiunea orificiului). La diferitele procese se recomandă ventile cu anumite tipuri de caracteristici ca : liniare, exponențiale, etc. (fig. 3) [2, 3].

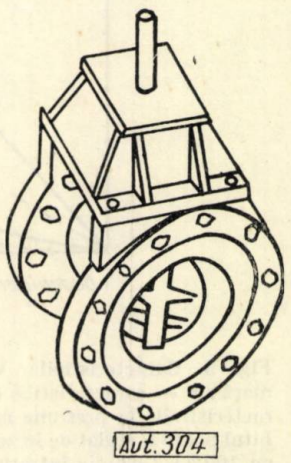


Fig. 1. Ventil fluture.

După tipul operatorului, ventilele sînt acționate mecanic, pneumatic, hidraulic, electromagnetic sau cu servomotor electric. Ventilele acționate hidraulic sînt mai rar utilizate. Cele acționate electromagnetic au tija solidară cu o armătură tip releu. Sub acțiunea curentului, ventilul este închis (sau deschis) și în absența curentului este ținut deschis (sau închis) de un resort.

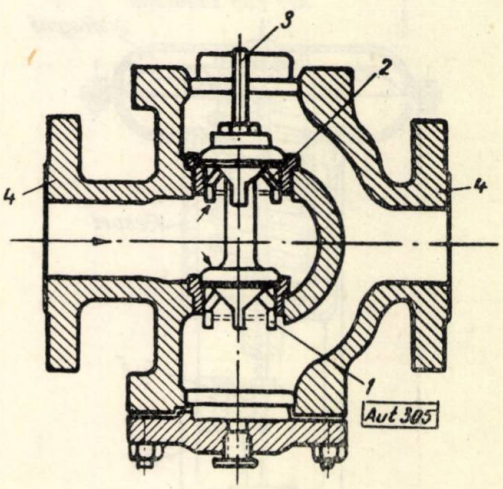


Fig. 2. Corpul unui ventil cu două scaune : 1,2 — scaune ; 3 — tijă ; 4 — flanșă.

În reglarea automată se utilizează aproape numai ventilele acționate pneumatic, mecanic sau de servomotor electric.

* Excepție de la aceasta fac cuptoarele electrice, la care elementul de execuție este un releu. În articolul de față nu se prezintă acest caz.

În figura 4 se arată operatorul unei vane pneumatice. Presiunea de aer acționează o diafragmă care împinge tija scaunelor și un resort echilibrează această presiune. La echilibru, forța cu care acționează aerul este egală cu forța resortului, iar aceasta este proporțională cu deformarea sa, adică cu deplasarea tijei. Ventilele acționate de un servomotor electric sînt,

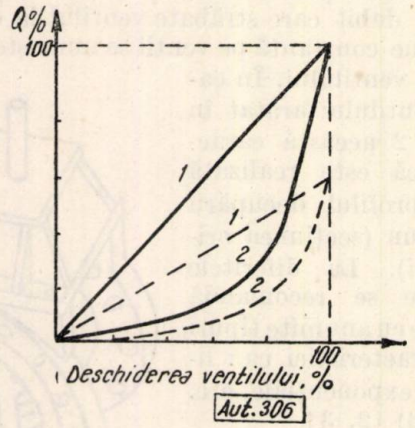


Fig. 3. Caracteristicile ventilelor: *1* — caracteristică liniară; *2* — caracteristică exponențială. Cu linie plină — caracteristicile la presiune nominală pe ventil (se vede că debitul poate fi reglat de la zero la valoarea sa nominală notată cu 100%). Cu linie întreruptă — caracteristicile la presiune scăzută pe ventil.

de fapt, ventile mecanice la care forța de antrenare este dată de servomotor. Axul servomotorului se cuplează rigid, printr-un reductor și eventual o pîrghie, la tija ventilului [2].

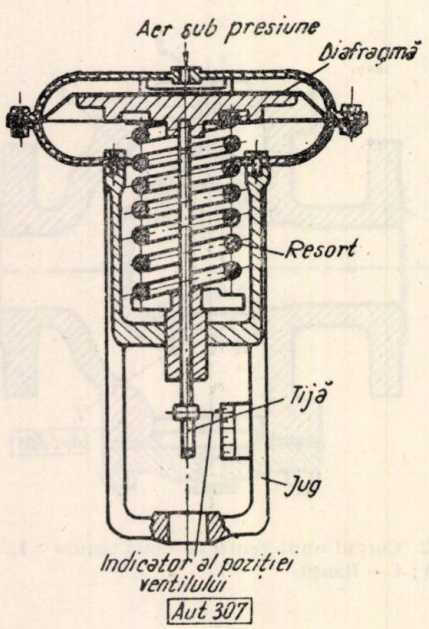


Fig. 4. Operatorul unui ventil pneunatic.

Ventilele se numesc cu acționare directă, cînd la creșterea semnalului de execuție se închid, și cu acționare inversă, cînd se deschid.

Ventilele de tipul celui din figura 4 se numesc fără poziționare. În cazul arătat, pentru ca ventilul să acționeze repede și ca frecările să nu conteze, trebuie ca acestea să fie neglijabile față de forța resortului. Aceasta trebuind să fie mare, este necesar ca să fie mare și forța cu care este acționat ventilul (debitul de aer sub presiune). Pentru a înlătura acest dezavantaj, ventilul se poate poziționa. Operatorul ventilului fără resort are o caracteristică integrativă în raport cu timpul (deplasarea tijei este proporțională cu o integrală în funcție de timp a forței cu care acționează aerul asupra diafragmei), deoarece tija se mișcă atît timp cît există un semnal de presiune de aer (ca și în cazul ventilului acționat cu servomotor, caz care va fi arătat în cele ce urmează). Pentru a înlătura acest efect, pentru a micșora influența constantelor de timp ale ventilului și a mări precizia sistemului se introduce un circuit de reglare a poziției ventilului numit poziționer. Mărimea reglată este poziția tijei ventilului, iar mărimea de intrare este comanda dată de regulator. La ventilele pneumatice, poziționerul este realizat uneori chiar în corpul ventilului. Circuitul de poziționare cuprinde și un amplificator pneumatic și de aceea aceste ventile necesită, pe lîngă semnalul de aer modulat (conform convențiilor internaționale recunoscute, între 0,2—1 kg/cm²) și o conductă de aer (de obicei la o presiune de 1,4 kg/cm²), pentru alimentarea amplificatorului pneumatic. În acest caz se utilizează la ventil un resort slab. (De fapt și resortul reprezintă tot o reacție proporțională.)

La ventilele acționate cu servomotor electric, amplificarea este electrică, și, întrucît motorul este un element care integrează, cînd se face poziționarea se închide în calea directă de amplificare și motorul și adaptorul de ieșire [4], așa cum se va arăta în continuare.

2. Adaptoarele de ieșire (circuitele care racordează regulatorul la elementul de execuție)

După felul semnalului de acționare a ventilului (mărimea de execuție), aceste circuite pot fi clasificate în circuite electrice (pentru ventilele acționate de servomotor electric), pneumatice și hidraulice.

Constructiv, adaptorul de ieșire poate fi un aparat separat sau înglobat (exceptînd servomotorul) în construcția regulatorului. În figura 5 se arată patru scheme-bloc care ilustrează diferite posibilități de racordare a regulatorului la elementul de execuție.

Schemele cele mai variate (a, b, c) se întîlnesc la acționarea ventilului cu servotor electric. Aproape întotdeauna acționarea servomotoarelor se face cu relee astfel încît să li se aplice o tensiune de alimentare constantă și

egală cu cea nominală. În timpul funcționării, motorul se rotește cu viteză constantă. Poziția ventilului este proporțională cu durata de timp în care motorul este alimentat. Ansamblul din semnalul său maxim de ieșire. Ar fi de dorit ca „deschiderea ventilului" să varieze cu 10%. Releul de acționare a motorului anclanșează motorul și acesta se rotește pînă cînd comanda

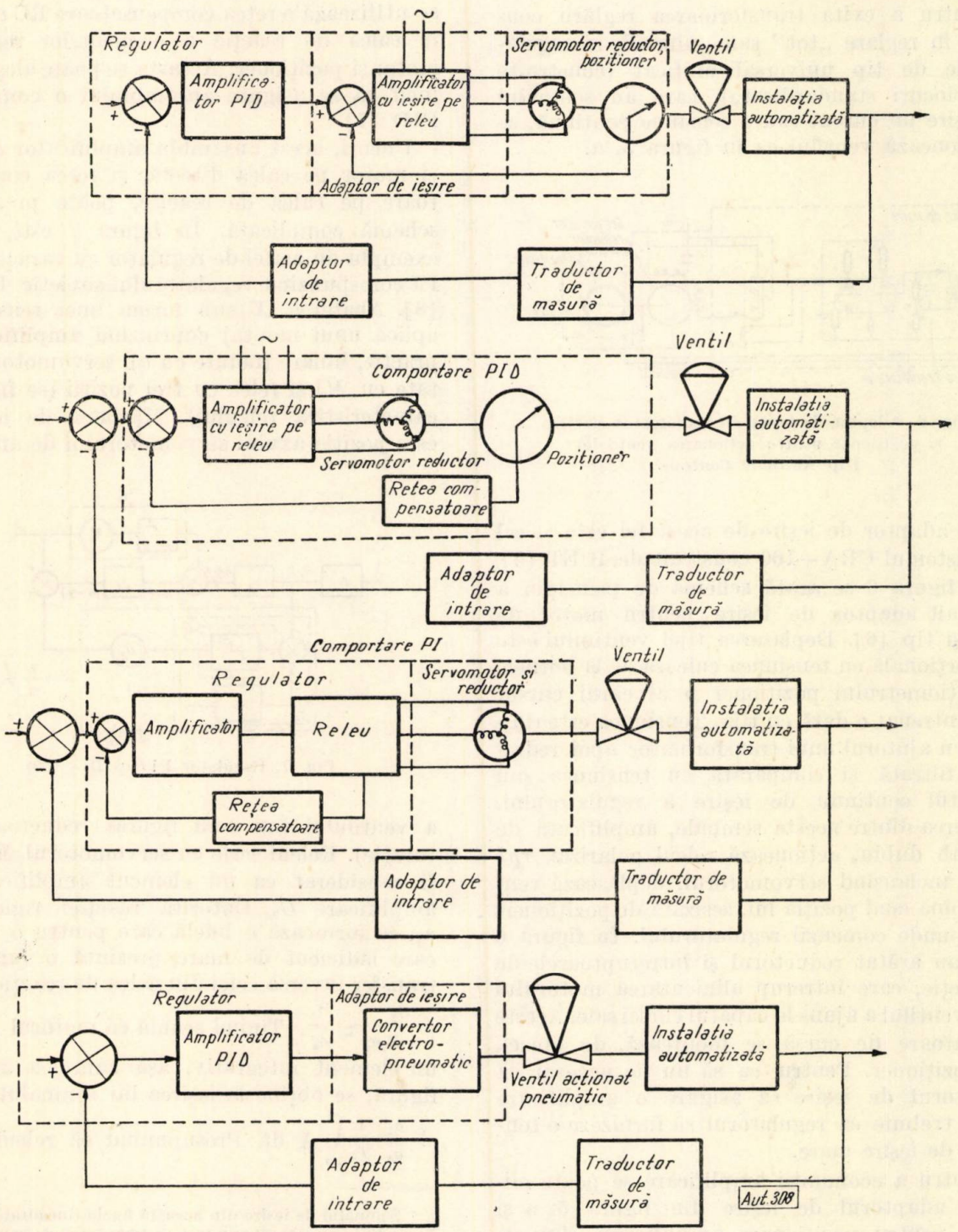


Fig. 5. Patru scheme-bloc ale circuitului de reglare ilustrînd moduri diferite de racordare a regulatorului la elementul de execuție.

releu-servomotor este neliniar și are caracteristica integratoare în funcție de timp.

În adevăr, să presupunem că un regulator continuu își variază semnalul de ieșire cu 10% (abaterea) dispare. Dacă constantele de timp ale instalației sînt mari față de timpul de închidere a ventilului, acesta începe să se închidă, dar efectul, adică anularea abaterii prin

corectarea mărimii reglate, fiind întîrziat, semnalul regulatorului de închidere a ventilului cu 10% persistă pînă cînd ventilul se închide complet.

Pentru a evita transformarea reglării continue în reglare „tot" sau „nimic", la regulatoarele de tip universal unificat (construite din blocuri standardizate), care au semnalul de ieşire un curent sau o tensiune continuă, se poziţionează ventilul ca în figura 5, a.

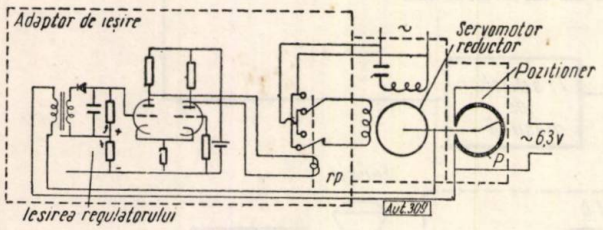


Fig. 6. Adaptor de ieşire cu servomotor electric şi poziţioner pentru acţionarea ventilelor (tip Autronic Control).

Un adaptor de ieşire de acest fel este şi cel din sistemul CRA—160 construit de ICET [5].

În figura 6 se arată schema de principiu a unui alt adaptor de ieşire pentru motor de acelaşi tip [6]. Deplasarea tijei ventilului este proporţională cu tensiunea culeasă de la bornele potenţiometrului poziţioner p al cărui cursor este antrenat o dată cu tija. Tensiunea este ridicată cu ajutorul unui transformator apoi redresată, filtrată şi comparată cu tensiunea sau curentul continuu de ieşire a regulatorului. Abaterea dintre aceste semnale, amplificată de un tub dublu, acţionează releul polarizat *rp** care, anclanşînd servomotorul, deplasează ventilul pînă cînd poziţia lui, sesizată de poziţioner, corespunde comenzii regulatorului. În figura 6 nu s-au arătat reductorul şi întreruptoarele de protecţie, care întrerup alimentarea motorului cînd ventilul a ajuns la capătul cursei sale. Aceste limitatoare de cursă se montează, de obicei, la poziţioner. Pentru ca să nu fie necesar ca adaptorul de ieşire să asigure o amplificare mare trebuie ca regulatorul să furnizeze o tensiune de ieşire mare.

Pentru a economisi amplificare se poate elimina adaptorul de ieşire din figura 5, a şi folosi pentru poziţionare amplificarea din regulator. În figura 5, b se arată un sistem în care ventilul reglează tot continuu, dar ieşirea regulatorului acţionează un releu. Acesta comandă motorul. Poziţia ventilului este adusă în regulator şi comparată cu mărimea de acţionare. Pentru a asigura stabilizarea circuitului se utilizează o reţea compensatoare RC montată în calea de reacţie a elementelor regulator, motor şi poziţioner. Aceasta se poate alege astfel încît să se asigure ansamblului o comportare PID [7].

Uneori, acest ansamblu amplificator cu releu şi motor pe calea directă, şi reţea compensatoare pe calea de reacţie, poate prezenta o schemă complicată. În figura 7 este dat ca exemplu un astfel de regulator cu caracteristică PI corespunzînd regulatorului sovietic IR—130 [8]. Abaterea X sub forma unei tensiuni se aplică unui montaj cuprinzînd amplificatoare, practic, liniare (notate cu a), servomotoare (notate cu M) şi relee cu trei poziţii (se figurează caracteristica releului). Mărimea de ieşire Y este poziţia axului servomotorului de antrenare

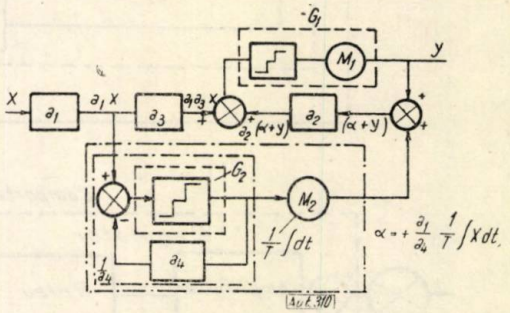


Fig. 7. Regulator PI (tip IR—130).

a ventilului (nu s-au figurat reductoarele de turaţie). Releul serie cu servomotorul M_2 poate fi considerat ca un element amplificator de amplificare G_2. Datorită reacţiei rigide prin a_4, se formează o buclă care pentru o amplificare suficient de mare prezintă o funcţie de transfer inversă celei din calea de reacţie* adică $\frac{G_2}{1+G_2a_4} \approx \frac{1}{a_4}$. Ţinînd seamă că motorul M_2 este un element integrativ, aşa cum s-a arătat în figură, se obţine la ieşirea lui semnalul $\alpha = + \frac{a_1}{a_4}\frac{1}{T_i}\int_o^t X\,dt$. Presupunînd că releul şi mo-

* Se ştie că în orice montaj un releu polarizat poate fi înlocuit cu două relee obişnuite, montate, eventual, în paralel şi avînd fiecare în serie cîte un redresor.

* Semnalul de ieşire din această buclă (încadrată în figura 7 prin linie-punct) este un tren de impulsuri, de valoare medie proporţională cu intrarea a_1x înmulţită cu $\frac{1}{a}$. În schema din figura 7, buclele conţinînd relee au constante de timp mult mai mici decît restul instalaţiei. Din această cauză, deşi buclele lucrează discontinuu, instalaţia simţind răspunsul lor mediat pe intervale mari de timp, cu o precizie suficientă, faţă de restul instalaţiei aceste bucle pot fi aproximate continue. Acest fapt justifică că s-au aproximat releele cu amplificatoare cu coeficient de amplificare G_2, respectiv G_1.

torul M_1 prezintă o amplificare suficient de mare, mărimea de reacţie din bucla respectivă urmăreşte mărimea aplicată la intrare, adică $a_1 a_3 X = -a_2 (\alpha + Y)$. Înlocuind valoarea lui α din formula de mai sus se obţine :

$$Y = \frac{-a_1 a_3}{a_2}\left[X + \frac{a_2}{a_3 a_4 T_i}\int_o^t X \, dt \right],$$

care arată o comportare PI [8].

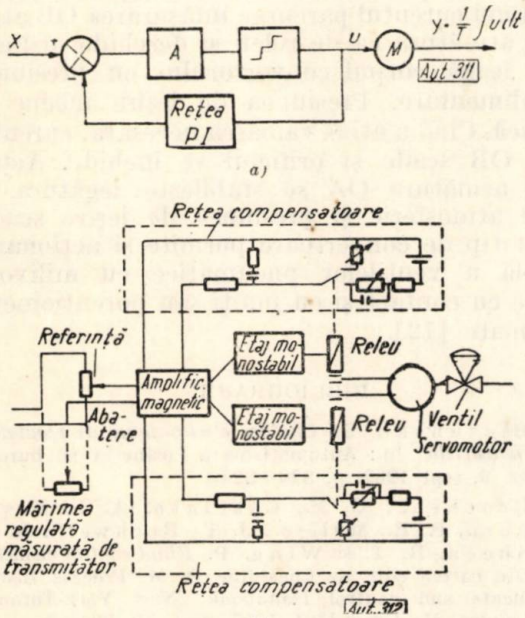


Fig. 8. Regulator PI (tip Teleperm).

În figura 5, c se utilizează tot un regulator cu ieşire pe releu, care acţionează direct motorul, dar regulatorul a fost proiectat să aibă o astfel de comportare dinamică încît ansamblul regulator-motor să echivaleze unui regulator obişnuit (de obicei PI).

În figura 8, a, amplificatorului urmat de un releu i se aplică o reacţie PI, deci pe ansamblu bucla închisă va avea o comportare inversă PI, adică PD. Acest semnal u, astfel obţinut, se aplică la intrarea motorului de antrenare a ventilului, motor care integrînd, se obţine Y deschiderea ventilului proporţională cu mărimea de acţionare şi cu integrala ei (funcţionare PI). Montajul acesta se realizează ca în figura 8, b, adică amplificatorul are un etaj final simetric în care fiecare cale (parte) comandă anclanşarea unui releu pentru rotirea într-un sens a motorului. Releele trebuie să aibă histerezis, pentru ca să nu vibreze. Motorul este acţionat de releu în impulsuri de durată variabilă şi amplitudine constantă. Valoarea lor medie (mărimea u) aproximează o comandă proporţională cu mărimea de intrare X şi derivata ei (fig 8, c). Motorul avansează în paşi discreţi corespunzînd impulsurilor de comandă. În figura 8, d se arată cum variază deschiderea ventilului în funcţie de timp. În timpul impulsurilor de curent, motorul rotindu-se, ventilul se deschide. Cu linie întreruptă s-a reprezentat caracteristica PI echivalentă. Constanta de timp de integrare se poate creşte mărind durata pauzelor faţă de cea a impulsurilor în timpul cît sistemul integrează.

Se vede în acest caz că poziţionerul nu are sens [9, 10]. Schema din figura 8, b corespunde regulatorului Teleperm.

În figura 5, d este arătat cazul acţionării unui ventil pneumatic de un convertor electropneumatic şi de un regulator cu semnal de ieşire curent continuu, ca cel din figura 5, a*.

Din punctul de vedere al stabilizării circutului de reglare un astfel de convertor nu ridică nici o problemă deoarece el asigură o dependenţă liniară şi rigidă (are constante de timp neglijabile) între curentul de ieşire al regulatorului şi presiunea de aer care acţionează ventilul şi deci şi deschiderea ventilului.

Convertorul electropneumatic cuprinde trei părţi : un dispozitiv care transformă curentul electric într-o deplasare mecanică, un amplificator pneumatic, şi o reacţie intrare-ieşire, care să micşoreze constanta de timp datorită sarcinii şi să liniarizeze caracteristica curent-presiune.

Convertorul din figura 9 are o armătură ca de difuzor, în care se mişcă bobina mobilă parcursă de curentul continuu de intrare. Bobina este acţionată de o forţă proporţională cu curentul şi cu inducţia magnetului permanent, care este constantă. Această forţă este echilibrată de un resort. La echilibrare, curentul este aproximativ proporţional cu deformarea resortului, adică cu deplasarea unei clapete solidare cu bobina şi capătul liber al resortului.

* Acţionările hidraulice, fiind mai rar utilizate, nu sînt prezentate în cadrul acestui articol.

Amplificatorul pneumatic arătat în figura 9 este un etaj duză-clapetă. Intrarea este mecanică, şi anume deplasarea clapetei. Aerul de alimentare de la pompă adus la presiunea 1, 2 kgf/cm² intră printr-o conductă care prezintă

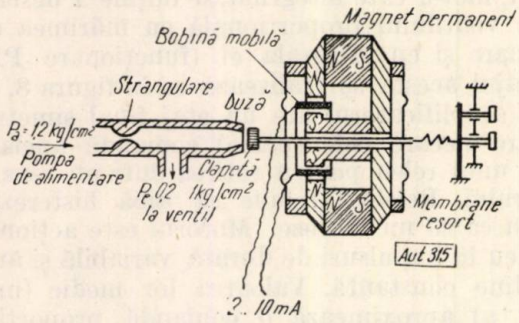


Fig. 9. Convertor electropneumatic (tip CRA—160, ICET).

o rezistenţă realizată printr-o strangulare. Presiunea de ieşire care se stabileşte în dreapta strangulării depinde de scăpările prin duză şi este controlată de poziţia clapetei. În cazul cînd duza este foarte depărtată de clapetă,

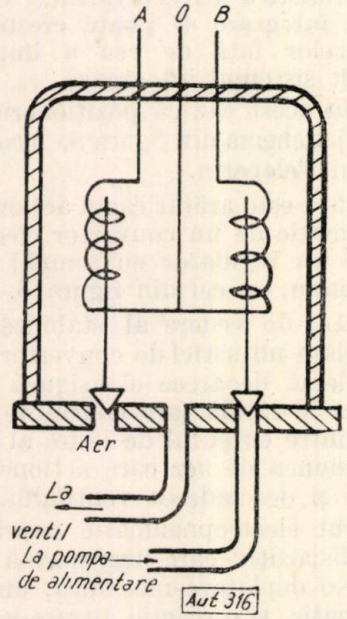


Fig. 10. Convertor electropneumatic acţionat tip releu (tip Arca-Broïda).

scăpările sînt mari şi presiunea de ieşire se stabileşte foarte aproape de cea atmosferică. În cazul clapetei lipite de duză, presiunea de ieşire devine aproape egală cu cea asigurată de pompa de alimentare. Reacţia negativă de la ieşire la intrare, realizată în unele cazuri prin burdufuri cu aer sau pîrghii, care acţionează clapeta pentru a-i micşora deplasarea, se face prin aerul care se scurge prin duză. Cînd curentul acţionează împingînd clapeta spre duză, presiunea de aer în conductă creşte şi, ieşind prin duză, aerul împinge clapeta înapoi [5, 11].

În cazul regulatoarelor cu ieşire pe relee, ca cele arătate în figura 5, b şi 5, c racordarea la ventilele pneumatice se poate face cu convertoare acţionate de relee, ca cel din figura 10. Cînd curentul parcurge înfăşurarea OB atrage o armătură ca de releu şi deschide orificiul care leagă corpul convertorului cu presiunea de alimentare. Presiunea de ieşire începe să crească. Cînd a atins valoarea necesară, curentul prin OB scade şi orificiul se închide. Acţionînd armătura OA se stabileşte legătura cu aerul atmosferic şi presiunea de ieşire scade. Acest tip de convertoare permite şi acţionarea simplă a ventilelor pneumatice cu milivoltmetre cu contact şi cu punţi sau potenţiometre automate [12].

BIBLIOGRAFIE

[1] Biezunski, G. *Chaînes électroniques de régulation industrielle.* În : Automatisme à l'usine et au bureau, nr. 9, sept 1962. p. 320—324.

[2] Brockett, G. F., Casciato, A. C., Fishburn, R. E., Muller, J. T., Rockwell, R. A., Sheen, R. T. şi Wing, P. *Final control elements.* Din cartea edit. de Considine D. M. Process Instruments and control Handbook. New York-Toronto-Londra, Mc Graw Hill, 1957, part. 10, 99 pag.

[3] Kopelovici, A. P. *Sisteme de reglare automată, metode de calcul inginereşti.* Bucureşti, Editura tehnică, 1963, p. 132—146.

[4] Karp, H. R. *Electronic Process Control Systems.* În : Control Engineering, **5**, nr. 11, nov. 1958, p. 71—96.

[5] Herşcovici, H., Căluşiţă, M., Mărcuţ, I., Nica, L., Roisman, R. şi Serban, R. *Sistem unificat electronopneumatic CRA-160.* Lucrări prezentate la a treia sesiune tehnico-ştiinţifică ICET, vol. 2. Bucureşti, Ed. IDT, 1962, p. 3—53.

[6] Prospectele Companiei Swartwout.

[7] Căluşiţă, M. *Reţelele corectoare din regulatoarele electronice PID.* În : Automatica şi electronica, 5, nr. 4, 1961, p. 149—155.

[8] Şarlea. I. *Caracteristicile dinamice ale regulatorului electronic proporţional integral tip IR 130.* În : Automatica şi electronica **5**, nr. 1, 1961, p. 28—35.

[9] Barlow, D. şi May, E. D. *What's avaible in Europe for Electronic process control.* În : Control engineering **7**, nr. 6, 1960, p. 103—107 ; nr. 8, p. 107—111 ; nr. 10, p. 105—108.

[10] Schleuning, P. *Die Wirkung des progressiven dynamischen Verhaltens von Impuls reglern.* În : Regelungstechnik **10**, nr. 2, febr. 1962, p. 71—77.

[11] Herşcovici, H., Roisman, W. şi Mărcuţ, I. *Traductor şi convertoare presiune-curent şi curent-presiune, pentru utilizarea în instalaţiile de reglare automată.* În : Automatica şi electronica **7**, nr. 4, 1963, p. 166—173.

[12] Broïda, V. *Automatism regulation automatique servomecanisme.* Paris, Dunod, 1957, p. 308.

Cibernetica în sistemele energetice

Dezvoltarea rapidă a sistemelor energetice ridică numeroase probleme legate de conducerea acestor sisteme în scopul de a se obține rezultate optime, atît din punctul de vedere al aspectelor economice, cît și din acela al calității puterii produse și distribuite consumatorilor. La congresul IFAC din august 1963, o importantă comunicare privind aplicarea ciberneticii în sistemele energetice a fost prezentată de V. A. Venikov și L. V. Tsukernik (U.R.S.S.) [1]. Aceste preocupări sînt legate de faptul că sistemul energetic al U.R.S.S. este planificat să producă în 1980, 2 700—3 000 milioane kWh. Pentru o dezvoltare de astfel de proporții, planificarea și exploatarea necesită noi metode pe care le oferă actualmente numai cibernetica. În figura 1 se arată felul în care se presupune că cibernetica va studia sistemele energetice. Cu ajutorul cercetărilor de acest fel „cibernetica va stabili metodele pentru a determina soluțiile tehnice și economice optime pentru economia națională și pentru a stabili un minim de informații tehnice și economice necesare planificării de perspectivă a acestor sisteme, pentru calcularea planurilor de dezvoltare și pentru exploatarea lor" [2]. Determinarea puterii furnizate consumatorilor, care sînt foarte numeroși într-un asemenea sistem, trebuie să se facă întrebuințînd metode statistice. Ținînd seamă de asemenea informații de natură probabilistică, sînt posibile reduceri importante în investiții, ajungînd pe baza calculelor făcute de autori pînă la o reducere de 15% în puterea instalată în transformatoare.

Aplicarea metodelor cibernetice va trebui făcută în etape, pe baza unui program schematizat în figura 2. În faza ultimă, toate funcțiile pentru obținerea informațiilor, manipularea lor, precum și darea comenzilor se fac de către calculatoare. În acest caz, numai programul de dezvoltare și de realizare a calculatoarelor rămîne în sarcina omului.

Pentru rezolvarea problemei distribuirii optime a sarcinii între diferitele centrale ale sistemului în cazul unui regim stabil sau variabil lent, întrebuințarea calculatoarelor numerice s-a dovedit a da rezultate deosebit de satisfăcătoare (fig. 3).

Meritul comunicării constă în faptul că trece în revistă problemele pe care cibernetica va trebui să le rezolve în viitor în ce privește conducerea proceselor dintr-un sistem energetic de mari proporții. Partea slabă a acestei expuneri o formează generalitatea excesivă a unora dintre punctele de vedere ale autorilor.

Puncte de vedere în același domeniu sînt expuse și de T. Vamos, S. Benedikt și M. Uzsoki [3], ca urmare a introducerii automatizării în sistemul energetic ungar. Pentru introducerea optimizării în asemenea procese tehnologice, problema cheie o constituie aparatele de măsură. Instrumentele de măsură numerice au o clasă de precizie de 0,1% și precizia calculatoarelor numerice, practic, este absolută. Pe de altă parte, instrumentele de măsură și reglare din aceste sisteme energetice sînt de clasă 1—2, această clasă fiind chiar 2—5%,

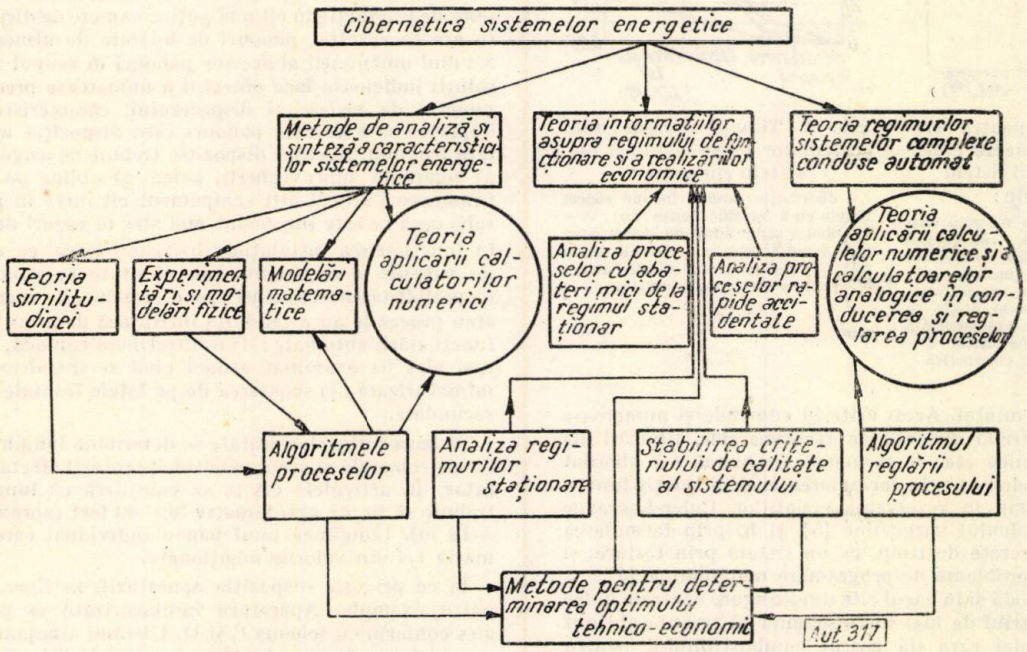


Fig. 1. Cibernetica sistemelor energetice și legăturile dintre diferitele sectoare.

pentru unele măsurări, precum debite de fluide și solide, cantități de căldură etc. Aici sînt problema esențială și contradicția întregii optimizări a acestor sisteme : se caută să se obțină economii de 0,5—1%, ceea ce reprezintă sume importante, cu ajutorul unor măsuri a căror precizie este de 1—5%. Se poate deci considera că cel mai important pas următor în automatizarea complexă a sistemelor energetice va fi, în special, legat de realizarea unor elemente de analiză calitativă și de măsurări cantitative, precum și de traductoare de măsură. În legătură cu optimizarea acestor sisteme nu s-a dat pînă acum o suficientă importanță determinării perioadei caracteristicii procesului care trebuie optimizat. Aceasta este, în special, important pentru stabilirea unei eficiențe, în care caz rezultatele pe bază de informații luate pentru intervale prea scurte pot să difere de acelea obținute cu informații realizate cu perioade prea lungi. Determinarea perioadei T, la care se iau aceste informații astfel încît diferența dintre eficiența luată pe timpul total al operației și aceea stabilită prin testare să nu depășească o eroare E, este o operație complicată. În general, trebuie aleasă perioada minimă care satisface această condiție.

Controlul optimal al unui ansamblu de centrale termice și hidro face obiectul unui studiu al autorilor L. Kirchmayer și R. J. Ringlee [4]. Problema care se pune în acest caz este coordonarea unui ansamblu de acest fel, în care sînt date

posibilităţile investiţiei. Se presupune, de asemenea, că este dată cantitatea de apă disponibilă pentru producerea de energie electrică. Criteriul pentru coordonarea ansamblului este următorul: să se realizeze astfel producţia sistemului încît cererea estimată de putere să fie satisfăcută cu cantitatea maximă de apă asigurată acestui scop şi cu un consum

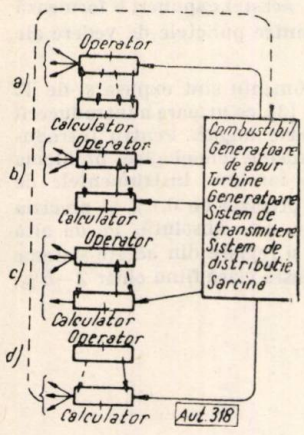


Fig. 2. Etape pentru trecerea la o conducere cibernetică a unui sistem energetic:

a — calculatorul este un ghid consultat de operator; *b* — calculatorul este un ghid consultat de operator cu unele informaţii introduse parţial în calculator; *c* — toate informaţiile sînt introduse direct în calculator şi o conducere parţială a sistemului făcută de calculator; *d* — conducere complet cibernetică.

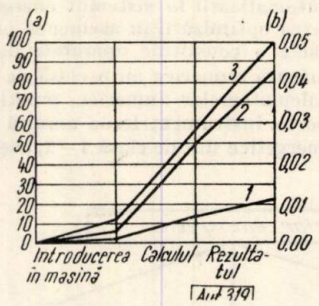


Fig. 3. Timpul necesar unui calculator ca să conducă un sistem energetic:

1 — distribuţia sarcinii într-un sistem simplu cu 3 centrale [scara (*a*)]; *2* — distribuţia sarcinii într-un sistem complex avînd 5 pînă la 7 centrale [scara (*a*)]; *3* — regimul tranzitoriu de funcţionare a procesului [scara (*b*)].

de combustibil minim. Acest criteriu cuprinde şi numeroase limitări cu privire la capacitatea rezervoarelor, limitări ale centralelor termice etc. O asemenea problemă s-a abordat prin două metode: a) prin formularea ei prin relaţii funcţii continue de timp în rezolvarea ecuaţiilor Euler-Lagrange întrebuinţînd calculul variaţiilor [5], şi b) prin formularea ei în funcţii discrete de timp, ca un sistem prin testare, şi rezolvată ca o problemă de programare matematică [6].

În prima metodă şi în cazul cîte unei singure centrale hidro şi termică, criteriul de mai sus înseamnă că trebuie obţinut minimul expresiei care dă costul combustibilului pentru centrala termică, în cursul unei perioade O—T, adică:

$$E = mi\int_0^T F(P_s)\,dt,$$

în care P_s este puterea generată de centrala termică. Limitările constau în faptul că puterea totală trebuie să fie furnizată continuu de puterea centralei termice P_s şi de cea furnizată de centrala hidro şi că sînt condiţii puse întrebuinţării apei din rezervoare.

Cerinţele impuse calculatorului de aceste două metode diferă foarte mult. Pentru probleme hidro-termo comparabile, programul înmagazinat cu prima metodă este aproximativ de două ori mai mare faţă de acela care este necesar în a doua metodă. Pe de altă parte, datele înmagazinate în metoda a doua sînt mai mari decît acele din metoda variaţională şi, din această cauză, necesită uneori memorii suplimentare.

Prin optimizarea descrisă s-a obţinut o îmbunătăţire importantă în performanţele economice ale ansamblului Southern California Edison Company.

BIBLIOGRAFIE

[1] Venikov, V. A. şi Tsukernik, L. V. *Working out a method for the cybernetic control.* IFAC, 1963, paper.

[2] Westcott, J. H. *Analysis of dynamic processes according to data of normal operation.* Proc. conf. at Cambridge, april 1956.

[3] Vamos, T., Benedikt, S. şi Uzsoki, N. *Some recent results in the computer control of energy systems.* IFAC, 1963, paper.

[4] Kirchmayer, L. K. şi Ringlee, R. Y. *Optimal control of thermal-hydro system operation.* IFAC, 1963, paper.

[5] Kirchmayer, L. K. şi Ringlee, R. J. *Economic control of interconnected systems.* New York, Wiley, 1959.

[6] Bernhaltz, B. şi Graham, L. J. *Hydro-thermal economic scheduling.* In: Amer. Inst. electr. engrs. 81, 1962, p. 1089—1096.

Dimensiunile şi construcţia panourilor din camerele de comandă [1], [2]

Tendinţa actuală este să se concentreze conducerea proceselor de producţie în cît mai puţine camere de dispecer. Aceasta are ca rezultat panouri de aparate de dimensiuni mari. Studiul amănunţit al acestor panouri în scopul alegerii unor soluţii judicioase face obiectul a numeroase preocupări. Din punctul de vedere al dispecerului, caracteristica cea mai importantă a acestor panouri este dispoziţia aparaturii pe faţa frontală. Această dispoziţie trebuie să asigure mai ales: a) siguranţa supravegherii, adică să oblige pe operator să urmărească numai atît echipament cît intră în posibilităţile sale, ceea ce este important mai ales în cazuri de perturbaţii în funcţionarea instalaţiei; b) posibilitatea ca operatorul să nu necesite o experienţă sau abilitate personală excesivă; c) posibilitatea conectării pe o conducere manuală atunci cînd procesele au o tendinţă intrinsecă de a ieşi din limitele funcţionării automate; d) o întreţinere comodă, ceea ce este mai ales de examinat atunci cînd se instalează aparatură miniaturizată; e) scoaterea de pe feţele frontale a aparaturii secundare.

Pe baza cerinţelor arătate se determină lungimea panourilor de comandă şi aranjamentul aparaturii afectate unui operator. În articolele citate se consideră că lungimea totală trebuie să fie de aproximativ 30—40 feet (aproximativ 10—12 m). Lungimea unui panou individual este de aproximativ 1/4 din valorile menţionate.

În ce priveşte dispoziţia aparaturii, în figura 1 se arată patru exemple. Aparatura miniaturizată se plasează mai ales conform cu schema C şi D. Ultimul aranjament necesită o examinare foarte atentă a amplasării diferitelor aparate. De obicei, sus se instalează debitmetrele, în rîndul mijlociu presiunile şi în rîndul cel mai de jos temperaturile. Aparatura miniaturizată reduce lungimea panoului la 1/3 sau la 1/2 faţă de acela pentru instrumente normale.

Materialele din care se fac panourile frontale sînt: oţelul întrebuinţat mai des, materialele neferoase în cazurile în care coroziunea face dificilă întreţinerea panourilor metalice şi, în ultimul timp, panouri de material plastic.

În atmosferă cu praf, în fabricile de ciment, este necesară instalarea panourilor în camere speciale în care să se producă o suprapresiune de aer.

În ce priveşte legăturile s-a constatat că o bună soluţie este ca conductele pneumatice să fie aduse pe sus şi conductoarele electrice pe jos.

O problemă importantă este aceea dacă să se meargă pe panouri pentru părţi mai reduse din instalaţie sau să se prevadă o cameră centrală de dispecer.

În cazul în care părţi din proces au o independenţă mare faţă de rest, se poate justifica prezenţa unui panou de supraveghere separat. În cazul în care procesele parţiale sînt interdependente, o singură cameră pentru dispecer este o soluţie mai eficientă. De obicei, un aranjament al panourilor în formă de U cu ferestre pe una dintre părţi spre instalaţii este soluţia care satisface cel mai mult pe dispeceri. În legătură cu confortul în camerele de dispecer trebuie evitată o luminozitate prea vie şi creat un spaţiu suficient, de aproximativ 1,5 m, între spatele panoului şi perete.

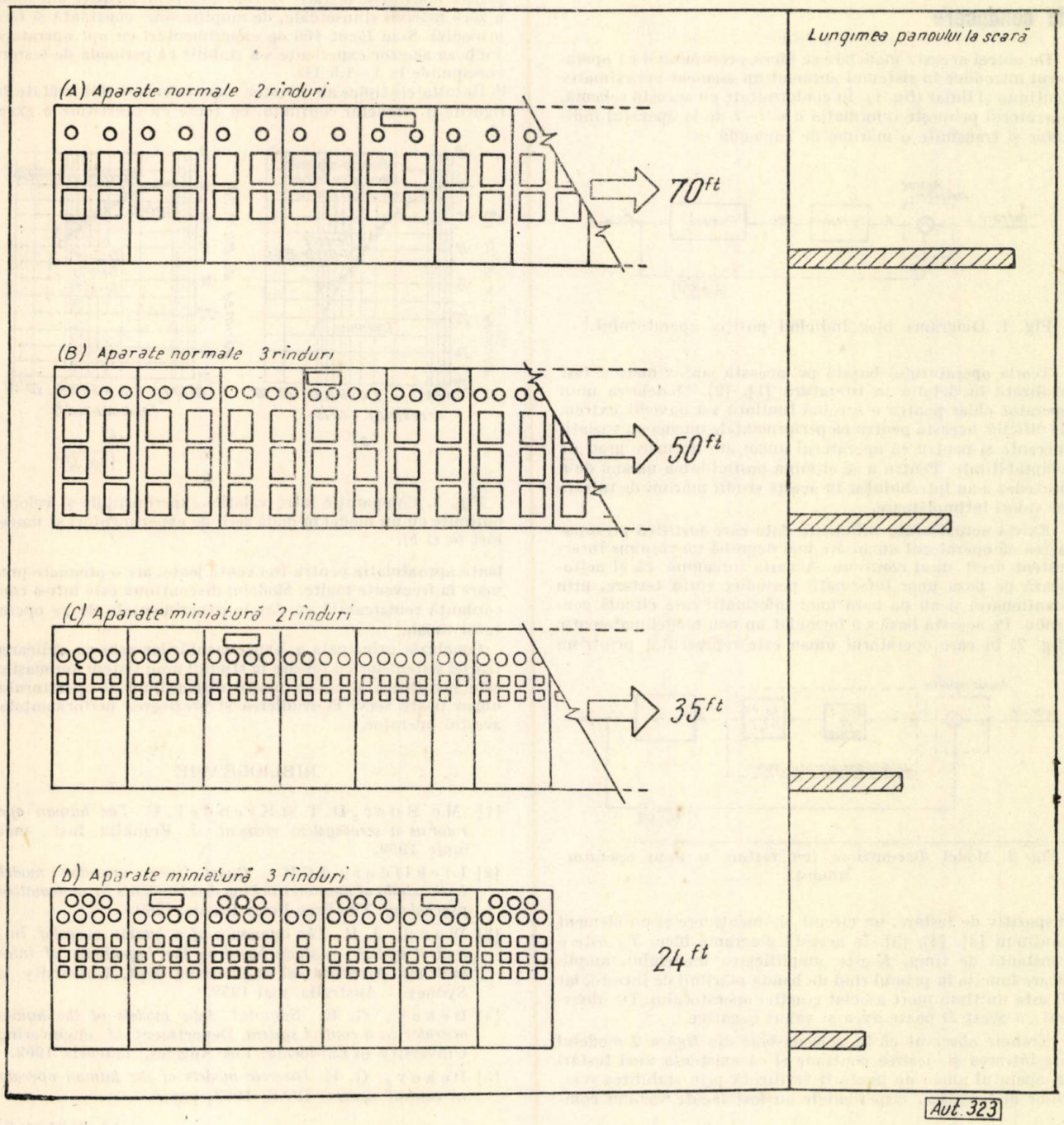


Fig. 1. Aranjamentul aparaturii şi lungimea panoului.

Estimaţiile de cost după numeroase cazuri realizate în practică sînt următoarele: panourile cu aparate normale costă aproximativ 175 dolari pe foot, cu aparatură miniaturizată, 250—450 dolari pe foot. Panourile cu scheme sinoptice costă de la 325—650 dolari pe foot. Panourile complexe din marile centrale electrice costă 1 000—2 000 dolari pentru fiecare faţă cu aparate. În general, costul depinde mai mult de numărul de aparate decît de lungime sau de aranjamentul specific. Variaţia costului soluţiilor din figura 1 nu depăşeşte 5%. Pentru acelaşi număr de aparate de măsură, un panou sinoptic va costa cu 15—20% mai mult.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dumser, W. T. *Central panels.* În: Control engineering, martie 1962, p. 67—79.

[2] Considine, D. M. *Handbook of applied instrumentation.* New York, McGraw Hill.

Modelarea operatorului din sistemele de conducere

De obicei această modelare se făcea presupunînd că operatorul introduce în sistemul automat un element aproximativ continuu şi liniar (fig. 1). În conformitate cu această schemă, operatorul primeşte informaţia $a = i - r$ de la aparatul indicator şi transmite o mărime de comandă m.

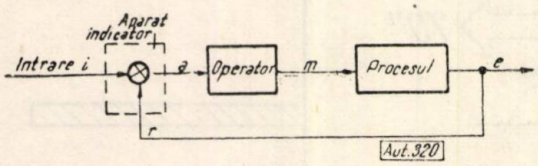


Fig. 1. Diagrama bloc indicînd poziţia operatorului.

Teoria operatorului bazată pe această aproximare a fost analizată în detaliu în literatură [1], [2]. Modelarea unui operator chiar pentru o sarcină limitată s-a dovedit extrem de dificilă, aceasta pentru că performanţele umane au variaţii inerente şi pentru că operatorul uman are un mare grad de adaptabilitate. Pentru a se elimina posibilitatea umană de a prevedea s-au întrebuinţat în aceste studii mărimi de intrare cu valori întîmplătoare.

Există actualmente suficiente date care justifică presupunerea că operatorul uman are mai degrabă un răspuns intermitent decît unul continuu. Aceasta înseamnă că el acţionează pe baza unor informaţii periodice (prin testare, prin eşantionare) şi nu pe baza unor informaţii care circulă continuu. Pe această bază s-a formulat un nou model matematic (fig. 2) în care operatorul uman este reprezentat printr-un

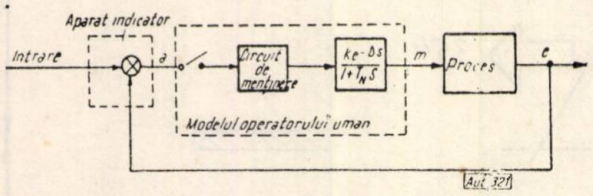


Fig. 2. Model discontinuu (cu testare a unui operator uman).

dispozitiv de testare, un circuit de menţinere şi un element continuu [3], [4], [5]. În această diagramă bloc, T_N este o constantă de timp, K-este amplificarea modelului, amplificare funcţie în primul rînd de banda mărimii de intrare, iar D este un timp mort asociat reacţiei operatorului. De observat că acest D poate avea şi valori negative.

Trebuie observat că în schema-bloc din figura 2 modelul are intrarea şi ieşirea continue şi că existenţa unei testări în aparatul uman nu poate fi verificată prin stabilirea relaţiilor matematice. Experienţele au fost făcute variind compunerea modelului, măsurîndu-se spectrul mărimii de ieşire, pentru mărimi de intrare variind aleatoriu, formate din suma a zece mărimi sinusoidale, de amplitudine constantă şi fără armonici. S-au făcut 100 de experimentări cu opt operatori. Pe baza acestor experienţe s-a stabilit că perioada de testare corespunde la 1—1,5 Hz.

Rezultatele tipice ale acestor experimentări sînt arătate în figurile 3. Modelul continuu, cu toate că constituie o exce-

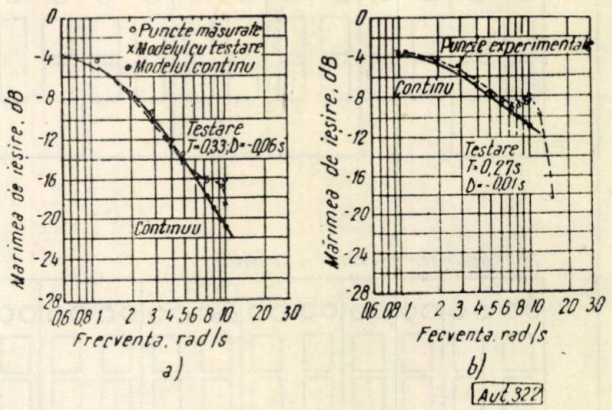


Fig. 3. Comparaţie între valorile experimentale şi valorile obţinute cu un model în două serii de experimentări şi modelări (a şi b).

lentă aproximaţie pentru frecvenţe joase, are o atenuare prea mare la frecvenţe înalte. Modelul discontinuu este într-o concordanţă remarcabilă cu datele experimentale de pe operatorul uman.

Concluzia principală a experimentărilor este că aplicarea teoriei sistemelor cu testare la studiul unui sistem om-maşină este justificată şi că un model discontinuu al operatorului uman poate servi la studierea şi prezicerea performanţelor acestui operator.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mc Ruer, D. T. şi Krendel, E. *The human operator as a servosystem element.* J. Franklin Inst., maiiunie 1959.

[2] Licklider, I.C.R. *Quasi linear operator models in the study of manual tracking developments in matematical psychology.* The Free Press Ilinois, 1960.

[3] Wand, J. R. *The dynamics of a human operator in a control system : a study based on the hypothesis of intermittency.* Aeronautical engineering dept. University of Sydney — Australia, mai 1958.

[4] Bekey, G. E. *Sampled data models of the human operator in a control system.* Department of engineering, University of California, Los Angeles, ianuarie 1962.

[5] Bekey, G. E. *Discrete models of the human operator in control system,* IFAC, 1963, paper.

I. PAPADACHE

RECENZII

KUZIN, L. T. **Calculul şi proiectarea sistemelor discrete de conducere**. Moscova, Maşghiz, 1962.

Dezvoltarea extrem de rapidă a tehnicii conducerii cu maşini logice a dat naştere la numeroase lucrări ştiinţifice şi tehnice, cum puţine ramuri au cunoscut. Totodată, pătrunderea impetuoasă a sistemelor discrete în uzul tehnic curent a creat necesitatea elaborării unui îndrumar sistematic în calculul ingineresc al acestor sisteme. Această lucrare vine să umple golul datorit lipsei pînă la ora actuală a unui astfel de îndrumar.

Lucrarea reprezintă o expunere sistematică a metodelor de calcul şi proiectare, fundamentată pe aparatul matematic al transformării Z.

Deşi are un volum apreciabil (680 pag.), cartea nu conţine nici un fel de probleme subsidiare sau conexe, îndreptînd astfel atenţia celui care o foloseşte asupra aspectelor fundamentale ale calculului. Aceasta constituie un merit incontestabil al lucrării, alături de care însă capitolele introductive, mai ales cele care tratează elementele sistemelor discrete şi bazele transformării Z, sînt expuse conspectiv, mai mult în referiri la bibliografia citată, şi nu permit în nici un caz asimilarea materialului de către cel care nu cunoaşte aceste probleme din alte surse. După primele trei capitole expunerea devine clară, consecventă şi concretă, îmbogăţită prin numeroase exemple de calcul.

Lucrarea tratează, afară de metodele liniare expuse complet, problemele calculului şi ale sintezei sistemelor supuse acţiunilor întîmplătoare şi, într-o formă mai puţin încheiată, unele metode ale calculului sistemelor cu parametrii variabili, ale sistemelor neliniare şi ale sistemelor cu mai multe intervale de cuantificare.

Cartea poate servi — celor care se ocupă în special de sistemele discrete — drept manual de bază în calculul şi în proiectarea sistemelor discrete.

I. S.

DUMMER, G. W., BRUNETTI, C., LEE, L. K. **Proiectarea şi construirea aparaturii electronice** (Electronic Equipment Design and Construction). New York, Editura McGraw Hill, 1961.

Această lucrare cuprinde problemele ridicate de proiectarea mecanică şi fabricarea aparaturii electronice. Aprecierea tuturor factorilor care conduc la un proiect mecanic de aparatură electronică bun permite realizarea de economii de timp şi materiale. Acestea devin cu atît mai importante cu cît tendinţa generală în industria electronică este de a scurta durata între modelele de laborator şi fabricaţia de serie. Avînd în vedere importanţa obţinerii unei înalte siguranţe în funcţionare şi dificultăţile legate de aceasta, în special cînd este vorba de sisteme electronice complexe, lucrarea se ocupă pe larg de această problemă. Astfel proiectarea mecanică este legată de efectele mediului în care lucrează aparatura, de consideraţii termice etc. Proiectarea este privită, de asemenea, în strînsă legătură cu tehnica de fabricaţie, de care nu poate fi despărţită.

Primul capitol expune etapele în care se realizează proiectul mecanic al unei aparaturi electronice : alegerea circuitelor care vor fi folosite, alegerea şi aşezarea pieselor, protejarea pieselor şi a subansamblurilor împotriva efectelor mecanice şi climatice, conectarea şi legătura dintre diferite subansambluri, luarea în considerare a factorului uman.

Capitolul următor cuprinde o trecere în revistă a evoluţiei metodelor constructive în electronică, de la primele şasiuri metalice pînă la microminiaturizare, şi electronica moleculară.

În capitolul III se descriu climatele existente pe glob, influenţa lor asupra aparaturii electronice şi cerinţele care se impun pentru diferite condiţii climatice.

Capitolul IV analizează efectul solicitărilor mecanice, în special vibraţii şi şocuri, asupra aparaturii electronice aflate pe vehicule, nave, avioane, proiectile, precum şi în timpul transportului ei. Se arată cum trebuie efectuate încercările mecanice ale aparaturii şi ce se impune în proiectare în scopul protejării.

Capitolul V se ocupă de problema răcirii aparaturii electronice. Se descriu fizica şi modurile de transfer de căldură (conducţie, convecţie, radiaţie) şi se indică principiile de proiectare care avantajează pe fiecare dintre aceste mijloace de răcire. În continuare se analizează eficacitatea diverselor sisteme de răcire : tehnica răcirii naturale, răcirea cu flux de aer, răcirea cu lichid şi altele.

Capitolul VI se ocupă de efectele radiaţiei nucleare asupra aparaturii electronice.

O importanţă deosebită trebuie să se acorde aparaturii ecranării circuitelor, în scopul înlăturării influenţei cîmpurilor parazite exterioare şi a reacţiilor parazite asupra aparaturii respective însăşi. În capitolul VII al lucrării se expun condiţiile unei bune ecranări şi metodele practice de ecranare.

Capitolul VIII tratează problema aşezării pieselor şi a circuitelor. Se trec în revistă condiţiile impuse circuitelor pentru surse de alimentare, circuitelor de joasă frecvenţă (0—20 kHz), circuitelor de medie frecvenţă (20 kHz la 1 MHz) şi circuitelor pentru frecvenţa peste 1 MHz, 30 MHz, 400 MHz şi 600 MHz. Se analizează, de asemenea, metodele de fixare a diverselor piese.

Capitolul IX se ocupă pe larg de problemele tehnologiei de fabricaţie a aparaturii electronice. După ce se arată dezvoltarea industriei electronice în ultimii ani şi problemele care se pun la introducerea în fabricaţie a unui produs nou, se descriu problemele tehnice principale care apar la asamblarea aparaturii. Se descrie apoi tehnica fabricării circuitelor imprimate.

În capitolul X se discută introducerea automatizării în producţia electronică.

Capitolul XI se ocupă de problema fabricării şi a utilizării în aparatură a modulelor. Se analizează, din diferite puncte de vedere, avantajele şi dezavantajele acestora. Se descriu modulele sub formă de racuri sau şasiuri, modulele de circuite imprimate, blocurile logice, tehnica micromodulelor şi perspectivele electronicii moleculare.

Ultimul capitol se referă la cerinţele impuse proiectării aparaturii electronice de factorul „operator uman". Se discută, printre altele, modul de organizare a panourilor cu instrumente şi butoane în scopul realizării condiţiilor optime de lucru şi se enumeră defectele obişnuite ale proiectelor de aparatură electronică din punctul de vedere al factorului uman.

Lucrarea prezintă problemele foarte clar şi practic.

Ea este de un real folos inginerilor şi tehnicienilor electronişti, ajutîndu-i în aprecierea aspectelor mecanice ale proiectării aparaturii electronice, cum şi inginerilor mecanici care se ocupă de proiectarea constructivă a aparaturii electronice.

D.N.

DOCUMENTARE

BRUIEVICI, N. G. şi GRABOVIŢKI, B. M. **Direcţiile principale ale teoriei siguranţei.** In : Priborostroienie, nr. 8, 1963.

Autorii, specialişti de seamă în domeniul teoriei siguranţei, realizează o trecere în revistă, pe de o parte, a rezultatelor de pînă acum, obţinute în domeniul elaborării bazelor teoretice ale teoriei siguranţei, pe de altă parte, a principalelor probleme ce se cer rezolvate în perioada viitoare. În acest cadru se formulează o serie de idei originale de mare interes. Referitor la metodele de calcul al siguranţei se arată că există multe cazuri în care nu este îndreptăţită folosirea distribuţiei Poisson pentru studiul repartiţiei refuzurilor. Se subliniază necesitatea corelării elementelor teoriei preciziei cu elementele teoriei siguranţei. În aceeaşi ordine de idei se subliniază necesitatea folosirii maşinilor de calcul pentru determinarea soluţiilor optimale de siguranţă. O atenţie deosebită acordă articolul problemelor încercărilor experimentale efectuate pentru determinarea caracteristicilor de siguranţă. Se discută problemele corelării optimale a siguranţei şi a durabilităţii. În ultima parte se analizează căile concrete de creştere a siguranţei. În principal se au în vedere metodele de redondanţă structurală şi informaţională.

BEIRAH, Z. Ia., KAPLINSKI, B. I., ORLOV, O. A., PEVZNER, V.V. şi SLAVIN, A. A. **Sistemul unificat electrohidraulic de reglare automată „cristal".** In : Priborostroienie, nr. 8, 1963, p. 11—14.

Sistemul unificat, descris de autori şi elaborat recent în U.R.S.S., este destinat, în special, obiectelor energetice de proporţii reduse, cum ar fi : cazane de apă şi abur de dimensiuni mici, deaeratoare, boilere etc. Datorită acestui specific, caracteristica esenţială a sistemului constă în o siguranţă ridicată, o mare simplitate a comenzilor de exploatare şi o precizie relativ scăzută. Ca soluţie generală se folosesc metodele electrice pentru măsurare şi amplificare şi mecanismele hidraulice cu piston alimentate de la reţeaua de apă, ca elemente de execuţie. Componentele sistemului se bazează pe elemente de comutare statică şi dispozitive semiconductoare. Legile de reglare (P, PI şi I) se obţin prin intermediul unei bucle de reacţie pneumoelectrice care însă nu necesită o sursă de aer comprimat. Principalele componente realizate sunt : amplificatorul, un convertor electrohidraulic şi elementul hidraulic de execuţie cu dispozitivul de reacţie.

Releu temporizat pe bază de elemente semiconductoare. In : Vestnik Elektropromîşlennosti, 1963, nr. 2, p. 45—50.

Se descrie o schemă relativ simplă a unui releu temporizat. Releul permite obţinerea unor temporizări specifice mari, pînă la 100 s/μF (prin temporizare specifică se defineşte raportul dintre timpul specific aferent unei unităţi de capacitate). Releul este compus dintr-un circuit de integrare RC legat într-o schemă de punte şi un amplificator tranzistorizat. Schema este alimentată prin diode Zener. Dispersia temporizărilor la +20°C şi variaţii ale tensiunii reţelei de ± 10% nu depăşesc ± 0,5%.

BIDDLECOMB, R. W. **Convertor tensiune-frecvenţă liniar.** În : Elctronics 36, nr. 17, 26 apr. 1963, p. 64.

Se descrie un convertor tensiune-frecvenţă simplu şi cu performanţe foarte bune. Liniaritatea sistemului este mai bună de 1% pentru o tensiune de intrare de 0—5 V şi o frecvenţă de ieşire de 2—7 kHz. Schema convertorului cuprinde un multivibrator astabil cu tranzistoare obişnuit, încărcarea condensatoarelor din bare făcîndu-se prin generatoare de curent constant, comandate de tensiunea de intrare. Se dau relaţiile care determină gama de frecvenţe şi sensibilitatea şi se arată rezultatele experimentale obţinute. Variaţiile surselor de alimentare de 10% nu produc deviaţii de frecvenţă mai mari decît 0,5%. Circuitul poate fi folosit ca generator de frecvenţă controlată sau, cu modificările corespunzătoare, drept convertor analog digital.

DAVEY, J. E., TIERNAN, R. F., PANKEY, T. şi MONTGOMERY, M. D. **Efectul condiţiilor de evaporare în vid asupra structurii, proprietăţilor electrice şi optice ale filmelor subţiri de germaniu.** În : Solid-State electronics 6, nr. 3, mai-iunie 1963, p. 205—217.

Una dintre metodele de obţinere a circuitelor microminiaturizate este depunerea prin evaporare în vid a elementelor de circuit. În majoritatea cazurilor însă numai rezistenţele şi condensatoarele sînt realizate prin această metodă, iar dispozitivele semiconductoare sînt conectate ulterior.

Pentru a permite realizarea dispozitivelor semiconductoare tot prin evaporare în vid şi pentru perfecţionarea lor se acordă o deosebită atenţie proprietăţilor păturilor subţiri semiconductoare.

În articol se studiază, pentru păturile subţiri de germaniu, efectul grosimii, al vitezei de evaporare, al temperaturilor evaporatorului, al plăcuţei-suport şi al mediului ambiant (vid 10^{-6}—10^{-9} mm col. Hg) asupra structurii peliculei, rezistivităţii electrice şi proprietăţilor optice. Studiul s-a efectuat utilizînd peste 1 200 de depuneri şi căutîndu-se separarea efectelor. S-a arătat că rezistivitatea peliculei depinde de grosime, de viteza de depunere şi de temperatura evaporatorului ; pentru o temperatură constantă a plăcuţei-suport, gama de variaţie este $6{,}8.10^{-2}$—$7{,}4.10^{-1}$ Ω cm. În plus, rezistivitatea depinde mult de temperatura suportului, mobilitatea schimbîndu-se între 30 şi 600 cm^2V/s.

Toate peliculele erau de tip *p*, indiferent de condiţiile de depunere, la o concentraţie a impurităţilor de $(1—8).10^{18} cm^{-3}$.

De asemenea, structura reţelei cristaline [110] şi indicele de refracţie (4,25) nu sînt afectaţi de condiţiile depunerii.

Peste 600°C, datorită formării unui strat fin de GeO_2, indicele de refracţie scade la 1,5.

Stratul de oxid a fost pus în evidenţă şi prin difracţie electronică.

HALE, M. G. W. **Aplicaţiile industriale ale numărătoarelor electronice.** În : Industrial Electronics, iulie 1963, p. 501.

Numărătoarele electronice sînt folosite din ce în ce mai mult în industrie pentru măsurarea variabilelor care se pot exprima ca funcţii de frecvenţă, timp sau număr de impulsuri. În articol se prezintă schema generală a unui astfel de numărător, schemă valabilă în principiu pentru orice tip. Se descriu circuitele bistabile de bază şi decada numărătoare. Aplicaţiile industriale ale numărătoarelor se împart în trei grupe : măsurări de frecvenţă, în care mărimea variabilă de măsurat poate fi exprimată ca o funcţie de frecvenţă sau poate genera o tensiune de frecvenţă variabilă (măsurări de debit, thcometrice, controlul vitezei maşinilor, măsurări de lungime, temperaturi, vibraţii, acceleraţii), numărări de impulsuri, în care se înregistrează un număr de evenimente, cu posibilitate de semnalizare sau acţionare la îndeplinirea unui număr predeterminat (măsurări de consum de fluid, de consum de material), măsurări de timp în care se determină timpul dintre două evenimente (măsurări de consum, viteză). În continuare sînt descrise pe larg cîteva aplicaţii ale numărătoarelor, ca măsurarea tablelor laminate, măsurarea debitelor şi măsurări de fază.

DUTHIE, A., HUMPHERYS, S. şi PROBYN, B. A. **Realizarea microcircuitelor prin evaporare în vid.** In : Electronic engineering 35, nr. 425, iulie 1963, p. 430—433.

În ultimul timp a început să fie utilizată tot mai mult metoda obţinerii microcircuitelor prin evaporare în vid.

Pentru rezistenţele electrice se folosesc pelicule metalice, iar condensatoarele sînt realizate prin depunerea unui strat de dielectric (de obicei monooxid de siliciu) între două straturi metalice care formează armăturile.

Interconexiunile se realizează prin depunerea unor straturi metalice bune conductoare, de obicei aur.

Importanţa metodei constă în posibilitatea obţinerii unei înalte densităţi a componentelor, făcînd posibilă microminiaturizarea.

Autorii descriu aparatura care permite obţinerea microcircuitelor prin depunerea succesivă a straturilor metalice şi dielectrice, fără a fi necesară scoaterea de sub vid a plăcuţei-suport la schimbarea caracterului depunerii. Se pot schimba din afara incintei vidate atît măştile necesare pentru delimitarea profilului stratului depus, cît şi evaporatoarele pentru diferitele materiale.

Dimensiunile depunerilor trebuie controlate cu exactitate, ceea ce a impus realizarea unor măşti precise printr-o metodă fotografică combinată cu gravura chimică.

În final, sînt prezentate rezultatele obţinute prin aplicarea procedeului pentru producerea unui microcircuit multivibrator.

Toleranţele rezistenţelor obţinute au fost sub 1%, şi ale condensatoarelor, sub 5%.

PRABHAKAR, A. **Un integrator de curent alternativ.** În : Electronic engineering 35, nr. 425, iulie 1963, p. 444—448.

Datorită uşurinţei realizării amplificatoarelor pentru curent alternativ şi condiţiilor tehnologice relativ mai puţin pretenţioase impuse elementelor constitutive, o mare parte a servomecanismelor şi a calculatoarelor lucrează în curent alternativ. Se ştie că sistemul convenţional de curent alternativ constă în transmiterea informaţiei pe anvelopa semnalului modulat. Un integrator de curent alternativ trebuie deci să dea la ieşire un semnal a cărui modulatoare să fie integrala modulatoarei semnalului de la intrare. Funcţia de transfer a unui astfel de element depinde însă de spectrul

semnalului de la intrare şi, ca urmare, nu poate fi realizată fizic. Este posibilă totuşi aproximarea funcţiei de transfer pentru a asigura o precizie anumită pentru o bandă limitată de frecvenţă.

Pentru o frecvenţă a purtătoarei $f_0 = 400$ Hz şi o bandă de modulaţie $\pm 0{,}5\ f_0$ se poate realiza un integrator de curent alternativ utilizînd funcţia de transfer aproximată $-\frac{S^2-0{,}25}{s\ (s^2+1)}$, care asigură o liniaritate mai bună decît 0,5% în banda dată.

În articol este prezentată în continuare sinteza integratorului de curent alternativ utilizînd reţele active RC.

Se examinează randamentul şi precizia integratorului şi posibilităţile de aplicare în calculatoarele de curent alternativ.

Aspecte biologice ale ciberneticii. Editura Academiei de Ştiinţe a Uniunii Sovietice, Secţia de Ştiinţe Biologice, Moscova 1962, 238 pag.

Lucrarea de faţă este apărută sub egida Consiliului ştiinţific pentru complexul de probleme „Cibernetica" şi în ea se publică comunicările prezentate în sesiunea Secţia de Ştiinţe Biologice a Academiei de Ştiinţe a Uniunii Sovietice, care s-a ocupat de aspectele biologice ale ciberneticii şi a avut loc între 3 şi 5 aprilie 1962.

În această lucrare se prezintă în total 24 de referate, ca şi discuţiile care au avut loc la sfîrşitul acestei sesiuni.

Tematica abordată în lucrare este deosebit de variată. Acad. A. I. Berg semnează un referat general, întitulat „Cibernetica şi progresul ştiinţifico-tehnic". Plecînd de la unele considerente istorice expune importanţa pe care cibernetica o are în momentul de faţă pentru dezvoltarea ştiinţei şi a tehnicii.

Acad. V. V. Parin prezintă un referat despre utilizarea ciberneticii în biologie şi medicină.

G. M. Frank se ocupă de problemele autoreglajului celular, arătînd cum la nivelul celulei se pot pune în evidenţă astfel de procese.

Cunoscutul specialist în cibernetica biologică N. A. Bernştein, care s-a ocupat în special de problema fiziologiei mişcării, tratează despre căile de dezvoltare a fiziologiei şi legătura dintre aceasta şi problemele ciberneticii.

În ceea ce priveşte tactica ce trebuie adoptată pentru conducerea sistemelor complexe, problemă care are o mare legătură cu fiziologia, I. M. Ghelfand, V. S. Gurfinkel şi M. L. Teklin prezintă un rezumat al ultimelor lor cercetări în această direcţie.

Referitor la sistemele funcţionale, cunoscutul fiziolog P. K. Anohin — care s-a ocupat mult de aferentaţia inversă — prezintă o serie de aspecte privind legătura dintre cibernetică şi fiziologie, punînd în evidenţă o serie întreagă de aspecte noi.

Printre celelalte materiale prezentate amintim de unele referate în care s-a studiat problema modelării unor fenomene fiziologice, ca şi de utilizarea tehnicii de calcul pentru analiza proceselor bioelectronice care au loc în creier.

Această ultimă problemă este atacată de M. N. Lipanov, care în referatul său expune o serie de rezultate noi la care a ajuns.

Şi problema recunoaşterii formelor este abordată în această lucrare.

Acest grup de preocupări cuprinde de fapt mai multe materiale, dintre care unele se ocupă de analizatori, altele de transmiterea informaţiei şi de codarea ei, iar altele, în fine, de problema interpretării formelor. În această direcţie, un referat interesant a fost prezentat de M. A. Eizerman.

Printre cele mai noi probleme ale ciberneticii actuale se numără şi aceea a învăţării. M. M. Bongard se ocupă de modelarea procesului de învăţare cu ajutorul calculatoarelor digitale universale. În alt referat, problema învăţării este preluată în legătură cu automatele stochastice.

Fără nici o îndoială că această lucrare, care prezintă un material atît de variat şi de interesant, va fi deosebit de utilă tuturor celor care se ocupă, la noi în ţară, de problemele generale ale ciberneticii, şi în general de aspectele biologice ale acestei ştiinţe în plină dezvoltare.

E. N.

Perrigot, M. J., Richard, M., Reynaud, R. şi Eyrand, L. **Studiul şi realizarea unui modulator dielectric pentru frecvenţe foarte joase.** In: Mesures & Contrôle Industriel 28, nr. 308, ian. 1963, p. 51—55.

Amplificarea unei tensiuni alternative modulate cu un semnal lent variabil este mai uşor de realizat decît amplificarea directă a acestuia, datorită stabilităţii mai bune a amplificatoarelor de curent alternativ faţă de cele de curent continuu.

De aceea, la măsurarea unei tensiuni lent variabile se preferă să se moduleze cu aceasta o tensiune alternativă care este apoi amplificată şi detectată pentru a se obţine semnalul iniţial amplificat.

În articol este prezentat un modulator bazat pe dependenţa capacităţii dinamice a unui condensator cu dielectric feroelectric de tensiune de polarizare continuă. S-a lucrat cu eşantioane mixte de titanat de bariu şi stronţiu, menţinute la punctul curie pentru a evita distorsiunile produse de histerezis.

Matisse, H. **Aplicaţii ale tranzistorului unijoncţiune.** In: Électrique et automatisme, nr. 28, febr. 1963, p. 77—81.

Tranzistorul unijoncţiune sau dioda cu dublă bază este un dispozitiv semiconductor ale cărui caracteristici esenţiale: tensiunea de amorsare stabilă, curentul de comandă redus, posibilitatea transmiterii unor impulsuri de curent intense, rezistenţa negativă constant reproductibilă de la un tip la altul, îl recomandă pentru funcţionarea în regim de comutaţie.

Articolul studiază particularităţile tranzistorului unijoncţiune şi descrie numeroase aplicaţii ale acestuia în circuite de impulsuri.

Zelinger, G. **Calculul matricial aplicat la proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare.** In: The radio and electronic engineer 25, nr. 2, febr. 1963.

Autorul consideră schema de amplificator cu tranzistor ca o succesiune de trei cvadripoli: impedanţa generatorului, tranzistorul şi impedanţa de sarcină. Exprimînd fiecare cvadripol printr-o matrice, se pot obţine expresiile impedanţelor de intrare şi de ieşire şi ale amplificărilor în curent, tensiune şi putere, sub forma lor cea mai generală, utilizînd reguli elementare de algebră matricială. Considerînd că reţelele pasive (impedanţa generatorului şi cea de sarcină) se pot exprima cel mai bine prin matricea de transfer în care se exprimă curentul şi tensiunea de la intrare în funcţie de cele de la ieşire, autorul deduce expresiile termenilor A, B, C şi D ai unei matrice de acelaşi tip pentru tranzistor în funcţie de parametrii hibrizi, cea ce îi permite apoi să folosească comod în calcule această matrice alături de cele ale elementelor pasive.

Dobbs, D. T. **Fotactorul. Un nou element de circuit optoelectronic** (The photactor". A new opto-electronic circuit element). In: Electronic engineering, 35, nr. 422, aprilie 1963, p. 216—219.

Apariţia lămpilor electroluminescente şi a fotorezistenţelor a permis construirea unor elemente electronooptice care prezintă o serie de avantaje. În articol este descris un asemenea dispozitiv — fotactorul

PH1A. El cuprinde două lămpi electroluminescente independente care pot ilumina cinci fotorezistenţe. Pornind de la studiul variaţiei valorii rezistenţei fotorezistenţelor cu tensiunea aplicată lămpilor electroluminescente, se arată posibilitatea obţinerii unei amplificări sau a unei funcţionări a fotactorului ca releu sau comutator electronic. Se menţionează că fotactorul PH1A a fost realizat doar pentru evaluări experimentale şi se indică posibilităţi de a îmbunătăţi construcţia unor dispozitive similare, caracterizate printr-o structură plană-miniaturizată, printr-un preţ de cost scăzut, prin robusteţe mecanică şi electrică. Circuitele cu fotactori nu necesită elemente de circuit externe (rezistenţe, capacităţi). Principalele dezavantaje ale acestor dispozitive în faza lor actuală — viteză mică de lucru şi necesitatea unei alimentări în curent alternativ la o tensiune de sute de volţi — vor putea fi depăşite îmbunătăţind proprietăţile părţilor constitutive ale fotactorului. Autorul consideră avantajoasă realizarea unui numărător decadic cu fotactori, din punctul de vedere al preţului de cost, în comparaţie cu unul cu tranzistoare.

Jonckheare, R. E. **Stabilitatea unui generator electrostatic.** In : L'onde électrique, 42, nr. 419, febr. 1962, p. 131—139.

Studiul stabilizării tensiunii generatoarelor electrostatice necesită cunoaşterea caracteristicilor lor şi, implicit, a caracteristicilor componentelor.

În articol este prezentat studiul experimental al funcţiei de transfer a generatricei şi se arată că aceasta poate fi calculată într-un anumit domeniu de frecvenţe.

Aceasta permite să se stabilească funcţia de transfer a generatorului electrostatic cu bucla de reacţie deschisă şi să se studieze condiţiile de stabilitate.

Studiul regimului tranzitoriu duce la concluzii practice relativ la alegerea unor parametri ai circuitului.

CRONICĂ

SIMPOZIONUL DE AUTOMATICĂ

din Bucureşti, anul 1964

Notă bibliografică

Pentru pregătirea lucrărilor Simpozionului internaţional care va avea loc la Bucureşti în anul 1964, în cadrul IFAC, despre : „Necontinuităţi şi nesimultaneităţi ale funcţionării releelor în circuitele de comutaţie" am alcătuit bibliografia indicată în cele ce urmează.

Cei interesaţi sînt îndemnaţi să citească întîi publicaţiile romîneşti citate mai jos sub numerele 1, 2, 3, 5, 6, 14, 20, 16, 17, 4, 14 în această ordine.

Lucrările străine vor fi analizate de noi ulterior.

Pentru a putea citi lucrările romîneşti se presupune că cititorul este familiarizat cu expunerile de sinteză :

Gr. C. Moisil. *Scheme cu comandă directă cu contacte şi relee.*

Gr. C. Moisil. *Funcţionarea în mai mulţi timpi a schemelor cu relee ideale.*

Aceste volum au apărut în Editura Academiei R.P.R.

LUCRĂRI ROMÎNEŞTI

1. Gr. C. Moisil, Gh. Ioanin. *Asupra funcţionării schemelor cu butoni reali.* Bul. ştiinţ. Acad. R.P.R., Secţia mat. şi fiz., VII, nr. 1, 1955, p. 33.
2. Gh. Ioanin. *Asupra teoriei algebrice a contactelor multipoziţionale şi aplicaţiile ei la studiul contactelor reale.* Bul. ştiinţ. Acad. R.P.R., Secţia de ştiinţe mat. fiz., VII, nr. 2, 1955, p. 231.
3. Gr. C. Moisil. *Asupra ecuaţiilor caracteristice ale unui releu.* Studii şi cercetări ştiinţifice ale filialei Cluj a Academiei R.P.R., Seria I, ştiinţ. mat. fiz. chim şi tehnice, VI, nr. 3—4, 1955, p. 7.
4. Gr. C. Moisil. *Contribuţii la teoria algebrică a mecanismelor automate.* Bul. ştiinţ. Acad. R.P.R., Secţia mat. fiz., VII, nr. 2, 1955, p. 183, capitolul III.
5. Mariana Nedelcu. *Analiza unor scheme cu relee temporizate.* Bul. ştiinţ. Acad. R.P.R., Secţia mat. fiz., VII, nr. 1, 1955, p. 19.
6. E. Goilav. *Contribuţii la tratarea algebrică a schemelor electrice cu relee şi contacte multipoziţionale.* Electrotehnica, anul IV, nr. 3, 1956, p. 130—138.
7. Gr. C. Moisil. *Intrebuinţarea logicelor trivalente în teoria mecanismelor automate. III. Schema cu contacte reale.* Comunicările Acad. R.P.R., VI, nr. 3, 1956, p. 385.
8. Gr. C. Moisil. *Intrebuinţarea logicelor trivalente în teoria mecanismelor automate. IV. Realizarea funcţiilor de lucru în funcţionarea reală.* Comunicările Acad. R.P.R., VI, nr. 8, 1956. p. 971.
9. Gr. C. Moisil. *Aplicaţiile logicii trivalente în studiul funcţionării reale a schemelor cu contacte şi relee.* Bul. matematic al Soc. de şt. mat. şi fiz. din R.P.R., I (49), nr. 2, 1957, p. 147, 191.
10. Gr. C. Moisil. *Zarys algebry automatycznych ukladow przekaznikowo stykowych.* Zastosowania Matematyki, IV, nr. 1, 1958, p. 1—27.
11. Gr. C. Moisil. *Intrebuinţarea logicelor trivalente în teoria mecanismelor automate. V. Schemele P—I.* Comunicările Acad. R.P.R., VIII. 1958, p. 1127.
12. Gr. C. Moisil. *Teoria algebrica dei mecanismi automatici.* Conferenze del seminario di matematica dell'Università di Bari, nr. 33—34.
13. Gr. C. Moisil. *Sur l'application des logiques à trois valeurs à l'étude des schémas à contacts et relais.* Actes-Proceedings du Congrès International de l'automatique. Paris, 1956, p. 48.
14. Gr. C. Moisil. *Sinteza schemelor cu contacte şi relee în funcţionare reală.* Bul. matematic al soc. şt. mat. fiz. din R.P.R. t. II (LI), 1959, p. 65.
15. Gr. C. Moisil . *Teoria algebrica del funzionamento sequenziale dei mecanismi automatici.* Appunti al corso, Varenna.
16. Gr. C. Moisil. *Rapport sur le développement dans la R.P.R. de la théorie algébrique des mécanismes automatiques.* Editura ştiinţifică (extras din „Acta Logica").
17. Gr. C. Moisil. *Logica matematică şi tehnica modernă. Logicile cu mai multe valori şi circuitele cu contacte şi relee.* În Probleme filozofice ale ştiinţelor naturii. Academia R.P.R., ISRS, p. 65.
18. Gr. C. Moisil. *La logique à cinq valeurs et ses applications à l'étude des circuits électriques.* In, Praci o Automatisaci, 1959. Nakladatelsti Ceskoslovenske Akademie Ved, Praha, 1961.

19. Gr.C. Moisil. *La logique à plusieurs valeurs et l'automatique.* În dările de seamă ale simpozionului din Varşovia 1959 : Infinitist methods in the Foundations of Mathematics.
20. Gr. C. Moisil. *Dezvoltarea în R.P.R. a teoriei algebrice a schemelor cu contacte şi relee.* Automatica şi Electronica, III, nr. 4, 1959, p. 152.

LUCRĂRI STRĂINE

21. G. Montgomerie. *Sketch for an algebra of relay and contact circuits.* Proceedings I.E.E. 1948, vol. 95, part. II, nr. 45 p. 355. Proceedings I.E.E. vol. 95, part. III, nr. 36, p. 303. Abstract in Proceedings I.E.E. vol. 95, part. I, nr. 90, p. 268.
22. J. A. Pot, G. A. Montgomerie. *Discussions în Proceedings* I.E.E., vol. 95, part. II, nr. 58, Proceedings I.E.E., vol 97, part. III, nr. 50, p. 460, Proceedings I.E.E., vol. 98, part. III, nr. 51, p. 75.
23. M. Raspanti. *A complex algebra for relay circuits.* Electrical engineering, 1953, vol. 72, nr. 11, p. 992. Discussions in Proceedings I.E.E., vol. 97, part. II, nr. 50, p. 460, vol. 98, part. III, nr. 51, p. 75; I.E.I., 1948, vol. 51, nr. 609, p. 222, Proceedings I.E.E., 1952, vol. 40, nr. 3, p. 369.
24. C. Bellomi. *I contatti speciali e quelli dei relé ritardati nell'algebra dei circuiti variabili.* L'ingenerie 1953, XXVII, nr. 3, p. 287.
25. D. A. Hufmann. *The design and use of hazard free switching networks* (abstract). Computers and automation, 1955, vol. IV, nr. 2, p. 28.
26. S. H. Caldwell. *Switching circuits and logical design.* John Willey and Sons Inc. 1958. Capit XII, XIV şi XV privind contactele pp. 506, 599, privind reţelele electronice p. 594—599, p. 642.
27. P. Naslin. *Circuits à relais et automatismes à séquences.* (Op. of Note III); Chapter VII : Continuité des circuits. Aléas, pp. 186—202; § 8—6, p. 222—223; Les aléas, dans les circuits logiques électroniques.
28. S.H. Unger. *Hazards and relays in asynchronous switching circuits.* I.R.E. Transactions on circuit theory, vol. CT-6, 1959, p. 12.
29. Harald Stone, E. J. Mc. Cluskey Jr. *Hazard-free combinational switching networks. Communications of the* A.C.M., III, 1960, p. 392.
30. P. Naslin. *Microanalysis of sequential switching circuits. Propagation and changeover hazards.* Process control and automation, t. VIII, nr. 12, 1961.
31. P. Naslin. *Les aléas de continuité dans les circuits de commutation à séquences.* Automatisme vol. IV, 1959, nr. 6, p. 220—225.
32. A. N. Iurasov. *Sintez mnogotaktnth shem ishodiaşcih iz perioda vkliuceniea i olkliuceniea.* Tezisî dokladov na Vsesoiuznom Soveşcianii po teorii ustroistv releinogo deistviea v Moskve, 1957, p. 65.
33. E. I. Mekler. *Perehodnie rejimî v releino-kontaktnth shem.* Avtomatika i Telemehanika, XVIII, 1957, nr. 1, p. 59.
34. E. I. Mekler. *Uproşcenti alghebraiceskii metod sinteza releinth shem.* Avtomatika i Telemehanika, XIX, nr. 12, 1958, p. 1129.
35. V. I. Roghinski. *Rabota releinth shem v perehodnie peridi.* Avtomatika i Telemehanika, XX, 1959, nr. 10, p. 1409.

Gr. M.

Sesiunea a V-a a Comitetului internaţional preparator IMEKO

Între 22 şi 24 august 1963 a avut loc la Stockholm cea de-a V-a sesiune a Comitetului internaţional preparator permanent (CIPP) al Conferinţei internaţionale de tehnica măsurării (IMEKO). La această sesiune a participat, ca delegat al Consiliului naţional al inginerilor şi tehnicienilor (CNIT) de pe lîngă C.C. al Sindicatelor din R.P.R., tov. prof. ing. C. Penescu; se menţionează că CNIT este membru al Comitetului internaţional preparator permanent.

La această sesiune au participat un număr de 18 delegaţi, reprezentînd 13 ţări. Ţările reprezentate au fost următoarele : R.P. Bulgaria (prin delegaţia Uniunii Sovietice), R. P. Chineză, R. S. Cehoslovacă, R. D. Germană (prin delegaţia R.P.U.), R.P. Ungară, Italia, Japonia, R. P. Polonă, R.P. Romînă, Uniunea Sovietică, Suedia, Anglia şi S.U.A.

Scopul principal al acestei sesiuni a fost de a se analiza din punct de vedere ştiinţific referatele trimise de diverşii specialişti din întreaga lume (prin organizaţiile naţionale respective), pentru a fi prezentate la cel de-al treilea congres al IMEKO, care va avea loc, în colaborare cu Conferinţa de măsurări şi aparate de măsură (I and M) suedeză, în luna septembrie anul 1965.

De asemenea, la ordinea de zi a sesiunii a figurat şi raportul de activitate a secretariatului general al CIPP, pe perioada de la ultima sesiune a CIPP (februarie 1962), probleme legate de organizarea ţinerii congresului, organizarea expoziţiei de aparate de măsură care se va ţine simultan cu congresul, precum şi problemele generale organizatorice privind activitatea viitoare a CIPP.

În legătură cu analiza conţinutului ştiinţific al lucrărilor prezentate s-au alcătuit subcomitete formate din membrii CIPP, care au discutat în amănunt referatele prezentate şi au apreciat dacă este cazul sau nu să fie acceptate pentru congres.

Tov. C. Penescu, ca delegat al Republicii Populare Romîne, în calitate de preşedinte al subcomitetului, a analizat referatele aferente secţiilor 214 (probleme comune între automatică şi tehnica măsurării), 223 şi 224; se menţionează că tov. C. Penescu este preşedintele permanent al secţiei 214. Din subcomitet a mai făcut parte ing. Boromisza, delegatul IFAC (Federaţia internaţională de automatică), Carlisle, delegatul Angliei, Malmström, delegatul Suediei şi Noebels, delegatul S.U.A. Din cele 11 lucrări prezentate, după o analiză aprofundată au fost acceptate, fără modificări, şapte referate, au fost respinse două (unul din R.F. Germană, iar celălalt din Suedia) şi au fost acceptate două cu condiţia ca autorii să-şi refacă textul şi să-l prezinte din nou spre acceptare preşedinţilor secţiilor.

În ansamblu, pentru toate referatele prezentate şi analizate în subcomitete, situaţia se prezintă în felul următor :

— referate primite	126;
— referate acceptate fără modificări	84;
— referate respinse	13;
— referate la care autorii mai trebuie să facă modificări şi să fie supuse din nou discuţiei prezidiului secţiei	29.

Ţara noastră a prezentat un număr de şase referate, mai multe decît cota fixată în prealabil de către secretariat (3 referate), ţinîndu-se seamă de dezvoltarea în R.P.R. a studierii problemelor de măsurări tehnice şi de automatică şi de sprijinul permanent acordat de noi, încă de la înfiinţarea ei, Conferinţei internaţionale de măsurări.

Din cele şase referate prezentate de ţara noastră au fost acceptate cinci, iar unul a fost respins.

La un alt punct de pe ordinea de zi, secretarul general al comitetului, prof. Stricker, a arătat activitatea secretariatului CIPP în intervalul februarie 1962 — august 1963, activitate legată, în special, de strîngerea referatelor pentru congres. Acest raport, neconţinînd decît probleme de ordin administrativ, nu a dat naştere la discuţii şi a fost acceptat.

În legătură cu problemele organizatorice ale congresului, în urma discuţiilor care au avut loc s-au stabilit următoarele principii generale :

a) Traducerea sincronă se va face în limbile rusă, engleză, germană, franceză, autorii urmînd să pregătească şi să prezinte cel mai tîrziu în preziua congresului un text rezumativ al comunicării, de maximum 10 pagini, în limba engleză sau germană; acest text va fi citit în cadrul congresului şi nu textul integral al raportului, ţinîndu-se seamă de faptul că textele integrale vor fi tipărite şi înmînate organizaţiilor naţionale sau persoanelor care vor participa, cu timp suficient înaintea congresului, pentru a putea fi studiate. S-a stabilit, de asemenea, ca materialul ilustrativ să fie prezentat sub formă de diapozitive de 5/5 cm sau 8/8 cm. În mod excepţional se pot admite planşe mari foarte vizibile. Nu se acceptă desene care se vor proiecta prin episcop.

b. Prezentarea rapoartelor va fi de maximum 15 minute, iar discuţiile se pot desfăşura pe o durată tot de 15 minute,

ceea ce înseamnă 30 minute pentru un referat. Pentru referatele importante, de amploare mai mare şi în caz că timpul va permite, preşedintele sesiunii respective va putea accepta mărirea acestui timp la 45 de minute.

c. Autorii referatelor acceptate pot să-şi completeze sau să-şi modifice textul prezentat cu rezultate noi teoretice sau experimentale, aceste modificări neputînd afecta mai mult decît 30% din text; textul astfel modificat şi considerat ca definitiv va trebui trimis secretariatului cel mai tîrziu pînă la sfîrşitul anului, acest text fiind considerat atunci ca text definitiv.

d. Se recomandă preşedinţilor de secţie ca, în măsura posibilităţilor, să alcătuiască ei personal sau să însărcineze o altă persoană de mare nivel ştiinţific referate de sinteză asupra stadiului actual al perspectivelor măsurărilor în domeniile secţiilor respective. Şi aceste texte trebuie trimise secretariatelor pînă la sfîrşitul anului.

e. Conferinţa va dura şase zile, după care vor urma timp de 2—3 zile şedinţe ale CIPP, ceea ce face ca durata totală a congresului să fie de circa 10—11 zile. Organizaţia gazdă suedeză are intenţia de a organiza călătorii de studii de scurtă durată la diversele obiective ştiinţifice, industriale şi teoretice din Suedia.

f. S-a stabilit că taxa de participare pentru o persoană va fi cuprinsă între 25 şi 30 dolari, autorii beneficiind de o reducere de 50% din această sumă (12—15 dolari). În sumele menţionate sînt cuprinse şi textele tipărite ale referatelor care se vor prezenta.

În legătură cu expoziţia, s-a stabilit că ea va avea atît un caracter ştiinţific-tehnic, cît şi un caracter comercial. În principiu, organizatorii suedezi au anunţat că taxa de participare la expoziţie va fi între 30 şi 40 dolari pe m^2, pentru firmele comerciale, şi 15—20 dolari pentru expoziţii ale instituţiilor.

În legătură cu organizarea activităţii CIPP s-a repus în discuţie elaborarea unui statut al IMEKO, care va permite transformarea acestei conferinţe care se ţine din trei în trei ani, avînd numai un comitet de pregătire permanent, într-o organizaţie internaţională permanentă. S-a convenit, de către toţi delegaţii, că elaborarea unui asemenea statut este necesară şi s-a hotărît ca la viitoarea şedinţă a CIPP, care va avea loc — aşa cum s-a menţionat — după conferinţa IMEKO, să se discute şi să se adopte statutul. În acest scop secretariatul CIPP a fost însărcinat a redacta un proiect de statut care să fie trimis cu cel puţin trei luni înainte organizaţiilor membre, pentru ca acestea să fie în măsură să-l discute şi să-l aprobe în şedinţa menţionată.

S-a discutat apoi de către CIPP legătura dintre IMEKO şi IFAC. Comitetul a reînnoit delegaţia ca tov. C. Penescu să reprezinte IMEKO pe lîngă IFAC, adoptînd un text pe care să-l prezinte, în această calitate, la Consiliul executiv IFAC.

În concluzie, atît desfăşurarea, cît şi rezultatele obţinute în urma sesiunii sînt pozitive, ele contribuind şi mai mult la afirmarea ştiinţei şi tehnicii romîneşti peste hotare.

C.P.

Sesiune de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii

Comisia de automatizare a Academiei R.P.R. a ţinut, în 17—18 octombrie 1963, a 7-a sesiune anuală de comunicări în domeniul automaticii. La această sesiune, devenită acum tradiţională, au participat, ca şi în anii precedenţi, un mare număr de specialişti, atît în şedinţa plenară, cît şi în şedinţele pe secţii.

Tematica acestei sesiuni a fost foarte bogată, prezentîndu-se lucrări din toate disciplinele care sînt cuprinse acum sub denumirea de automatică luată în sens larg. Dacă, după cum era de aşteptat, comunicările care se refereau la automatica industrială au constituit grupul cel mai numeros, sînt de remarcat şi comunicări în direcţii mai noi. Cu toate că aceste din urmă cercetări sînt abordate la noi de puţin timp s-au realizat totuşi cercetări teoretice şi experimentale care au avut drept rezultat concluzii originale prezentate în comunicările sesiunii.

Pe specialităţi, aceste comunicări s-au repartizat astfel:

Automatică industrială	15	Calculatoare analogice	4
Teoria sistemelor automate	7	Economie matematică	2
Automate finite	9	Biologie matematică	3
Cibernetică tehnică	1	Lingvistică matematică	2
Calculatoare	8	Documentare	2
Teoria programării	5	Diverse	4

Comunicările prezentate sînt în ansamblul lor de un nivel ştiinţific ridicat. Cercetările teoretice abordează probleme care se înscriu pe linia preocupărilor mondiale.

Comunicările care au un caracter aplicativ au expus realizări importante din ţara noastră şi s-au referit la automatizarea unor utilaje moderne întrebuinţînd elemente cu comutaţie statică la rezultatele experimentale ale unor elemente fabricate în ţară, toate acestea pe baza elaborărilor făcute de cercetători şi ingineri.

Aceste comunicări au fost prezentate de cercetători din Institutele Academiei R.P.R. (Institutul de matematică, Institutul de calcul — Cluj, Baza Academiei — Timişoara, Institutul de fizică atomică — Bucureşti), Institutele de învăţămînt superior (Facultatea de matematică, Institutul politehnic — Bucureşti, Centrul de calcul al Universităţii — Bucureşti, Institutul politehnic — Iaşi, Institutul politehnic — Timişoara, Institutul politehnic — Braşov, Academia militară, Institutul de petrol şi gaze), Institute departamentale (Institutul de cercetări electrotehnice, Institutul de proiectări de automatizare, Institutul de cercetări foraj şi extracţie, Institutul de proiectări metalurgice etc.).

Numărul institutelor din care fac parte cei care au făcut comunicări a fost mai mare decît în sesiunea din 1962; trebuie totuşi observat că nu au fost comunicări în număr corespunzător de la unele dintre institutele de specialitate, care au participat în trecut într-un mod mai activ.

Deşi în ansamblu comunicările prezentate constituie un progres faţă de sesiunea din anul trecut, sînt însă de făcut şi observaţii critice, şi anume:

— În unele direcţii importante ale automaticii actuale nu au fost comunicări sau au fost în număr necorespunzător. În această categorie intră, de exemplu, teoria sistemelor adaptive şi teoria sistemelor neliniare. Ambele direcţii sînt considerate ca avînd perspective pentru aplicaţiile industriale în viitorul apropiat.

— Comunicările legate de fabricaţia şi aplicaţiile calculatoarelor electronice, deşi au abordat probleme importante, totuşi se consideră că nu reflectă suficient importanţa pe care o au actualmente aceste probleme pe plan mondial.

— Elementele componente ale sistemelor automate au făcut obiectul unui număr redus de comunicări.

Aceste aspecte sînt urmarea unor preocupări insuficiente în ţara noastră în ce priveşte cercetarea în automatică, în domeniile special menţionate.

La această sesiune au participat şi delegaţi străini specialişti, şi anume din U.R.S.S., R.D.G., R.P.B., R.P.U., R.S.C., precum şi un delegat al Asociaţiei franceze de automatică (AFRA). Toţi aceşti delegaţi au prezentat comunicări privind lucrările lor personale şi au luat parte la discuţii.

I.P.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

E 2551

OMKDK MŰSZAKI KÖNYVTÁRA 1883 DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTJA

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

— pe rubrici și probleme —
Automatica și Electronica 1963

ARTICOLE ȘI NOTE

Teoria sistemelor automate

Asupra determinării proceselor tranzitorii și regimurilor stabilizate în sistemele automate neliniare și autoacordabile, nr. 6, p. 249—255.

Asupra sistemelor dinamice ale căror semnale sînt procese stohastice generalizate, nr. 2, p. 61—63.

Caracteristicile amplitudine-frecvență ale sistemelor neliniare de reglare automată, nr. 2, p. 87—92.

Integrarea ecuațiilor dinamice și determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate, nr. 1, p. 18—23.

Invarianții soluției ecuației dinamice și utilizarea lor la sinteza sistemelor automate, nr. 4, p. 145—148.

Metoda grafo-analitică de determinare a caracteristicilor de frecvență ale unui element folosind metodele analizei proceselor stohastice, nr. 2, p. 75—87.

Simpozion de automatică la București în toamna anului 1964, nr. 6, p. 241—245.

Sinteza elementelor de memorie din sistemele secvențiale cu ajutorul hărților logice, nr. 1, p. 12—18.

Stadiul actual al teoriei dispozitivelor cu relee și al automatelor finite, nr. 1, p. 1—12.

Elementele sistemelor automate

Convertor analog-numeric de tensiune tranzistorizat pentru sisteme automate numerice, nr. 3, p. 122—127.

Regulator electronic cu impulsuri de aceeași polaritate modulate în durată, nr. 6, p. 269—274.

Regulatoare PID cu tranzistoare pentru procese lente, nr. 3, p. 127—136.

Traductoare și convertoare presiune-curent și curent-presiune pentru utilizare în instalații de reglare automată, nr. 4, p. 166—173.

Aplicațiile industriale ale sistemelor automate

Asupra determinării optime a parametrilor unui regulator PID, nr. 5, p. 193—197.

Asupra unei scheme de regulator electronic PID, nr. 4, p. 183—185.

Instalații de televiziune utilizate în industrie și cercetarea științifică, nr. 2, p. 64—75.

Metodă și aparat pentru controlul preventiv statistic al dimensiunilor pieselor fabricate într-un atelier de strunguri automate, nr. 4, p. 159—165.

Observații asupra răspunsului unui circuit simplu, nr. 2, p. 92—93.

Racordarea regulatorului la elementul de execuție în circuitele de reglare a proceselor industriale, nr. 6, p. 275—280.

Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare, nr. 1, p. 24—31.

Scheme cu tiristoare utilizate la acționările electrice automatizate cu motoare de curent continuu, nr. 5, p. 197—205.

Siguranța schemelor de comutație statică, nr. 4, p. 155—159.

Studiul sistemelor de reglare prin metode topologice, nr. 3, p. 97—99.

Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI, nr. 6, p. 261—269.

Telemecanica

Aparatură automată de telecontrol al stării unui ansamblu de obiecte dispersate, nr. 3, p. 111—113.

Modul de organizare a sistemelor moderne de telemecanică industrială, nr. 3, p. 106—110.

Calculatoare electronice. Programare

O metodă de rezolvare a problemei transporturilor, nr. 2, p. 49—54.

Cibernetica tehnică

Aparate pentru recunoașterea automată și sinteza semnalelor vocalice, nr. 5, p. 228—229.

Aparate pentru recunoașterea automată a vocalelor, nr. 6, p. 255—261.

Contribuții la studiul rețelelor instruibile, nr. 3, p. 100—106.

Electronica

Din problemele microelectronicii, nr. 1, p. 31—40.

Generatoare magnetice de impulsuri alimentate cu tensiune alternativă variabilă, nr. 3, p. 114—121.

Rezistența termică a tranzistorului EF—T de joasă frecvență și mică putere, nr. 4, p. 174—179.

Variația impedanței de intrare a liniei de transmisiune terminată pe sarcină variabilă cu frecvența, nr. 4, p. 149—155.

Fizica nucleară

Acceleratoare de particule, surse de radiații ionizante utilizate în procesele industriale și de control, nr. 5, p. 205—215.

Acceleratoare de protoni la energii ultraînalte, nr. 5, p. 218—227.

Înregistrarea separată a protonilor și a razelor într-un contor cu scintilație, nr. 5, p. 215—218.

Informare

Aspecte actuale ale automatizării în Franța, nr. 2, p. 55—60.

Al II-lea Congres internațional de automatică IFAC ținut la Basel în anul 1963, nr. 6, p. 245—249.

Considerații asupra brevetabilității schemelor cu tranzistoare, nr. 4, p. 179—181.

ACTUALITĂȚI

Aplicațiile industriale ale cromatografiei în fază gazoasă, nr. 5, p. 230—231.

Asupra prețului de cost în industria pieselor electronice, nr. 5, p. 231—232.

Cibernetica în sistemele energetice, nr. 6, p. 281—282.

Concepții noi pentru realizarea automatizărilor complexe, nr. 3, p. 139.

Definiția ciberneticii și automaticii dată de Academia de Științe Franceză în ședința din 12 noiembrie 1962, nr. 3, p. 138—139.

Dimensiunile și construcția panourilor din camerele de comandă, nr. 6, p. 282—283.

Echipament cu siguranță la funcționarea în medii inflamabile și explozive, nr. 5, p. 230.

Matematica este o disciplină educativă pentru inginer, nr. 4, p. 185.

Măsurările de temperatură, nr. 3, p. 137—138.

Metode noi pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator PID, nr. 4, p. 186—187.

Metodele lui Liapunov aplicate în teoria sistemelor automate, nr. 3, p. 136—137.

Modelarea operatorului din sistemele de conducere, nr. 6, p. 284.

Pneumatic față de electronic, nr. 3, p. 138.

Sinteza și stabilitatea sistemelor optimale, nr. 4, p. 186.

Stabilirea sistemelor neliniare cu impulsuri, nr. 5, p. 229.

CRONICĂ

Al V-lea Tîrg internaţional de la Brno, nr. 5, p. 241.
Conferinţă internaţională asupra folosirii surselor intense de radiaţii în industrie, nr. 4, p. 192.
Congresul al II-lea IFAC, nr. 3, p. 142.
„Italia produce", nr. 4, p. 192.
Sesiunea tehnico-ştiinţifică a Institutului de studii, cercetări şi proiectări tehnologice pentru industria constructoare de maşini, utilaje şi industria electrotehnică, nr. 4, p. 191 — 192.
Sesiunea de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii — 8—9 noiembrie 1962, nr. 1, p. 45—46.
Sesiunea a V-a a Comitetului internaţional preparator IMEKO, nr. 6, p. 289—290.
Sesiune de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii, nr. 6, p. 290.
Simpozion asupra teoriei sistemelor cu relee şi a automatelor finite, nr. 1, p. 43—44.
Simpozionul de automatică din Bucureşti 1964, nr. 6, p. 288—289.

RECENZII

Analele romîno-sovietice de automatică şi cibernetică, nr. 2, p. 94.
Aparate electrice şi electronice de măsurat, nr. 3, p. 140—141.
Bazele ciberneticii tehnice, nr. 2, p. 93.
Bibliografia IFAC, nr. 3, p. 140.
Calculul şi proiectarea sistemelor discrete de conducere, nr. 6, p. 285.
Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii. Proiectare. Scheme, nr. 5, p. 233.
Circuite de comutaţie şi proiectare logică, nr. 5, p. 236.
Culegere de articole cibernetice, nr. 2, p. 94—95.
Culegere de articole de cibernetică, nr. 1, p. 42—43.
Electronica puterilor mari, nr. 3, p. 141.
Maşini de calcul combinate, nr. 5, p. 235.
Maşini electrice amplificatoare, nr. 5, p. 235—236.
Maşini electronice cifrice şi programarea, nr. 5, p. 234.
Metodele cibernetice în teoria protecţiei prin relee electronice, nr. 1, p. 41—42.
Pneumoautomatica, nr. 1, p. 42.
Principiile construirii sistemelor autoinstruibile, nr. 1, p.41.
Privire asupra teoriei circuitelor cu contacte, nr. 2, p. 94.
Probleme de cibernetică nr. 9 (1963), nr. 5, p. 237.
Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit, nr. 3, p. 140.
Proiectarea şi construirea aparaturii electronice, nr. 6, p. 285.
Realizări noi în automatizarea maşinilor-unelte, nr. 5, p. 233—234.
Semiconductoare în schemele de impulsuri şi de comutaţie, nr. 5, p. 234.
Semnalul verbal în cibernetică şi comunicaţii, nr. 5, p. 234 — 235.
Sinteza automatelor digitale, nr. 4, p. 188.
Tehnologia calculatorului numeric, nr. 3, p. 141.
Tehnologia generală în industria electronică, nr. 5, p. 233.
Teoria algebrică a dispozitivelor automate discrete, nr. 4, p. 188.
Teoria matematică a proceselor optimale, nr. 1, p. 42.

DOCUMENTARE

Nr. 2, p. 95—96; nr. 3, p. 142—144; nr. 4, p. 188—191; nr. 5, p. 237—241; nr. 6, p. 285—288.

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

Automatica şi Electronica 1963

A

Anastasiu, S.: nr. 1, p. 24—31
nr. 5, p. 197—205
Ardelean, Gh.: nr. 2, p. 87—92

B

Bălăceanu, C.: nr. 3, p. 100—106
Belea, C.: nr. 1, p. 18—23
nr. 4, p. 145—148
nr. 6, p. 249—255
Brana, C.: nr. 3, p. 106—110

C

Călin, S.: nr. 6, p. 261—269
Căluşită, M.: nr. 6, p. 275—280
Chivăran, St.: nr. 1, p. 24—31
nr. 5, p. 197—205
Constantin, P.: nr. 6, p. 269—274
Constantinescu, M.: nr. 1, p. 24—31
nr. 5, p. 197—205
Cristea, P.: nr. 3, p. 122—127
Cristescu, R.: nr. 2, p. 61—63

D

Damsker, D.: nr. 1, p. 12—18
Drăgănescu, M.: nr. 1, p. 31—40
Duma, M.: nr. 3, p. 111—113
Dumbravă, D.: nr. 3, p. 122—127

F

Felea, I.: nr. 3, p. 111—113

G

Gavrilov, M. A.: nr. 1, p. 1—12
Gavăt, St.: nr. 5, p. 228—229
nr. 6, p. 255—261

H

Herşcovici, H.: nr. 3, p. 127—136
nr. 4, p. 166—173

I

Iliescu, E.: nr. 5, p. 215—218
Indreaş, Gr.: nr. 5, p. 218—227
Ionescu, V.: nr. 6, p. 261—269

L

Landau, I.: nr. 1, p. 24—31
nr. 5, p. 197—205
Luchian, I.: nr. 5, p. 205—215
Lucian, L.: nr. 3, p. 122—127

M

Mangiurea, F. O.: nr. 4, p. 159—165
Mărcuţ, I.: nr. 4, p. 166—173
Meiltz, G.: nr. 2, p. 49—54
Mihăilescu, E.: nr. 3, p. 106—110
Moisil, Gr. C.: nr. 6, p. 241—245

N

Namy, M.: nr. 2, p. 55—60
Negoiţă, C.: nr. 4, p. 179—181
Nestorescu, D.: nr. 2, p. 75—87
Nicolau, E.: nr. 3, p. 100—106
nr. 5, p. 228—229
nr. 6, p. 255—261

P

Papadache, I.: nr. 3, p. 97—99
nr. 5, p. 193—197
nr. 6. p. 281—284
Paraschiv, N.: nr. 4, p. 182—185
Pauker, V.: nr. 4, p. 174—179
Penescu, C.: nr. 6, p. 245—249
Poenaru, D.: nr. 2, p. 64—75
Popescu, C.: nr. 4, p. 182—185
Popilian, C.: nr. 4, p. 182—185

R

Radu, A.: nr. 3, p. 114—121
Raicu, D.: nr. 4, p. 149—155
Roisman, W.: nr. 4, p. 166—173
Rulea, G.: nr. 2, p. 92—93
nr. 4, p. 149—155

S

Simbotin, C.: nr. 3, p. 106—110
Şipoş, I.: nr. 3, p. 122—127

T

Tanasiciuc, C.: nr. 4, p. 155—159
Teodorescu, I.: nr. 5, p. 205—215
Tudoroiu, V.: nr. 3, p. 106—110

W

Weber, I.: nr. 5, p. 228—229
nr. 6, p. 255—261
Weinrich, G.: nr. 1, p. 24—31

Z

Zamfirescu, I.: nr. 2, p. 49—54

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 061.3 : 621 – 52/55 (498) „1964"
MOISIL, GR. C. :

Проведение симпозиума по автоматике в Бухаресте осенью 1964 года.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 241—245

ДК 061.3 : 621 – 55 (494) „1963" IFAC
PENESCU, C. :

II-й Международный Конгресс по автоматике IFAC, состоявшийся в Базеле в 1963 году.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 245—249

ДК 621 – 53 : 512.8 + 517.9 : 621.316.7.016.352
BELEA, C. :

Относительно определения переходных процессов и стабилизированных режимов в автоматических нелинейных самонастраивающихся системах.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 249—255

В статье показан метод определения переходных процессов и стаблизированных режимов в нелинейных системах со многими нелинейностями, при использовании алгебраических моделей интегрирования дифференциальных уравнений. Метод распространяется на самонастраивющиеся системы и применяется для изучения системы второго порядка. Для этой системы фазовые траектории прдсчитываются с помощью двух алгебраических моделей и проводится их сравнительный анализ. В заключение формулируется ряд общих выводов.

ДК 621.395.385 – 52
NICOLAU, E., WEBER, I. u GAVĂT, ST. :

Аппаратура для автоматического опознания гласных.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 255—261

Освещается принцип и работа электронного прибора для автоматического опознания гласных румынского языка. Аппарат был оконструирован в опытном порядке, в связи с чем в дальнейшем будет изложен ряд полученных практических результатов. Описывается также оригинальная теория относительно гласного сигнала.

ДК 621 – 54.001.57 PI
CĂLIN, S. u IONESCU, V. :

Применение метода эквивалентной сиатемы второго порядка для оптимальной настроики регуляторов PI.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 261—269

В статье поясняется так называемый метод эквивалентной системы второго порядка, служащий для определения областей обеспеченных переходных результатов, необходимых для оптимальной настройки регуляторов PI.

ДК 621.316.76 : 621.396.619
CONSTANTIN, P. :

Электронный регулятор с импульсами одинаковой полярности, модулируемый во времени.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 269—274

Анализируется действие электронного регулятора с импульсами той же полярности, модулируемымиво времени; приводятся основные расчётные формулы и указываются некоторые экспериментальные результаты.

ДК 621 – 53.001.57
CĂLUŞITĂ, M. :

Подключение регулятора к исполнительному элементу в регулировочных ценях промышленных процессов.

Automatica şi Electronica 7 (1963), № 6, стр. 275—280

Описываются четыре блок-схемы регулировочных цепей с регуляторами PID или PI, причем указываются различные способы воздействия этих регуляторов на исполнительный элемент.

НОВОСТИ 281—284
РЕЦЕНЗИИ 285
ДОКУМЕНТАЦИЯ 285—288
ХРОНИКА 288—290

INHALTSVERZEICHNIS

DK 061.3 : 621 – 52/55(498) „1964"
MOISIL, GR. C.:

Das Automatik-Symposion in Bukarest — Herbst 1964.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 241—245

DK 061.3 : 621 – 52/55(494) „1963" IFAC
PENESCU, C. :

Der 2. Internationale Automatik-Kongress IFAC — Basel. 1963.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 245—249

DK 621 – 53 : 512.8 + 517.9 : 621.316.7.016.352
BELEA, C. :

Über die Bestimmung der transitorischen Prozesse und stabilisierten Arbeitsleistungen in automatischen nichtlinearen und Selbstabstimmungssystemen.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 249—255

Im Aufsatz wird ein Verfahren zur Bestimmung der transitorischen Prozesse und stabilisierten Arbeitsleistungen in nichlinearen Systemen mit mehreren Nichlinearitäten dargelegt, wobei die algebrischen Integralverfahren der Differentialgleichungen verwendet werden. Das Verfahren umfasst auch die Selbstabstimmungssysteme und wird zum Studium eines Systems zweiter Grösse angewandt. Für dieses System werden die Phasenbahnen mit Hilfe von zwei algebrischen Verfahren berechnet und eine vergleichende Analyse vorgenommen. Abschliessend werden einige allgemeine Schlussfolgerungen gezogen.

DK 621.395.613.385 – 52
NICOLAU, E., WEBER, I. und GAVĂT, ST. :

Apparate zur automatischen Erkennung der Selbstlaute.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 255—261

Die Verfasser beschreiben das Prinzip und die Arbeitsweise eines elektronischen Apparats für die automatische Erkennung der Selbstlaute in der rumänischen Sprache. Der Apparat wurde experimentell entwickelt, so dass auch einige der erzielten praktischen Ergebnisse dargelegt werden. Ferner wird eine neuartige Theorie des Vokalzeichens dargelegt.

DK 621 – 54.001.57 PI
CĂLIN, S. und IONESCU, V. :

Die Verwendung der Methode des Äquivalenzsystems zweiter Grösse für die optimale Abstimmung der PI—Regler.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 261—269

Im Aufsatz wird ein Verfahren mit der Bezeichnung Methode des Äquivalenzsystems zweiter Grösse dargelegt, zur Bestimmung der Gebiete gesicherter transitorischer Leistungen für die optimale Abstimmung der PI-Regler.

DK 621.316.76 : 621.396.619
CONSTANTIN, P. :

Elektronicher Regler mit zeitlich modulierten Impulsen gleicher Polarität.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 269—274

Es wird die Arbeitsweise eines Reglers mit zeitlich modulierten Impulsen gleicher Polarität analysiert. Ferner werden die wichtigsten Berechnungsbeziehungen und einige experiementelle Ergebnisse angeführt.

DK 621 – 53.001.57
CĂLUŞITĂ, M. :

Der Anschluss des Reglers an das ausführende Element in den Reglerkreisen der Industrieprozesse.

Automatica şi Electronica 7 (1963), H. 6, S. 275—280

Der Verfasser beschreibt ein Blocschaltbild für Reglerkreise mit PID — oder PI — Reglern, und weist auf die verschiedenen Aktionsarten dieser Regler auf das ausführende Element hin.

NEUHEITEN 281—284
BUCHBESPRECHUNGEN 285
DOKUMENTATION 285—288
CHRONIK 288—290

SOMMAIRE

CD 061.3 : 621 – 52/55 (498) „1964"
MOISIL, GR. C. :
Symposium sur l'automatisme à Bucarest en automne 1964.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 241 – 245

CD 061.3 : 621 – 52/55 (494) „1963" IFAC
PENESCU, C. :
Le second Congrès international d'automatisme IFAC tenu à Bâle en 1963.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 245 – 249

CD 621 – 53 : 512.8 + 517.9 :621.316.7.016.352
BELEA, C. :
Sur la détermination des processus transitoires et des régimes stabilisés dans les systèmes automatiques non-linéaires et autoaccordables.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 249 – 255

L'auteur présente une méthode pour la détermination des processus transitoires et des régimes stabilisés dans les systèmes à plusieurs non-linéarités, en utilisant les modèles algébriques d'intégration pour équations différentielles. La méthode est étendue aussi dans le domaine des systèmes autoaccordables et est appliquée à l'étude d'un système de second ordre. On calcule pour ce système les trajectoires de phase à l'aide de deux modèles algébriques et on fait une analyse comparative de ces derniers. Suivent quelques conclusions générales.

CD 621.395.613.385 – 52
NICOLAU, E., WEBER, I. et GAVĂT, ST.
Appareils pour déceler automatiquement les voyelles.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 255 – 261

On explique le principe et le mode de fonctionnement d'un appareil électronique pour déceler automatiquement les voyelles de la langue roumaine. L'appareil a été réalisé expérimentalement et on indique quelques-uns des résultats obtenus. On donne aussi une théorie originale concernant le signal vocalique.

CD 621 – 54.001.57 PI
CĂLIN, S. et IONESCU, V. :
L'emploi de la méthode du système équivalent de second ordre pour l'accordage optimum des régulateurs PI.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 261 – 269

On expose une méthode, dite „méthode du système équivalent de second ordre", pour déterminer les domaines des performances transitoires assurées, nécessaires à l'accordage optimum des régulateurs PI.

CD 621.316.76 : 621.396.619
CONSTANTIN, P. :
Régulateur électronique à impulsions de polarité identique modulées en durée.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 269 – 274

L'auteur examine le fonctionnement d'un régulateur électronique à impulsions de polarité identique, modulées en durée ; on indique les principales relations qui servent au calcul et on présente les résultats des expériences.

CD 621 – 53.001.57
CĂLUSITĂ, M. :
Le raccordement du régulateur à l'élément d'exécution dans les circuits de réglage des processus industriels.
Automatica şi Electronica 7 (1963), no. 6, p. 275 – 280

On décrit quatre schémas-bloc de circuits de réglage à régulateurs PID ou PI et on montre les différents modes d'action de ces régulateurs sur l'élément d'exécution.

ACTUALITÉS 281 – 284
COMPTES RENDUS 285
DOCUMENTATION 285 – 288
CHRONIQUE 288 – 290

CONTENTS

DC 061.3 : 621 – 52/55 (498) „1964"
MOISIL, GR. C. :
Syposium on automation at Bucharest, in autumn, 1964.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 241 – 245

DC 061.3 : 621 – 52/55 (494) „1963" IFAC
PENESCU, C. :
The 2-ond International Automation Congress (I.F.A.C.) held at Basel in 1963.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 245 – 249

DC 621.53 : 512.8 + 517.9 : 621.316.7.016.352
BELEA, C. :
Concerning the determination of transitory processes and stabilized regimes in non – linear and self – tunable systems.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 249 – 255

The paper describes a method of determining the transitory processes and stabilized regimes in non-linear systems with several non-linearities, using the algebraic models for integration of differential equations. The method has been extended to the self-tunable systems and applied to the study of a system of a second order. One calculates by means of two algebraic models the phase trajectories of this system and performs their comparative analysis. Some general conclusions are then expressed.

DC 621.395.613.385 – 52
NICOLAU, E., WEBER, I. and GAVĂT, ST. :
Apparatus for the automatic recognition of vowels.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 255 – 261

One explains the principle and way of working of an electronic apparatus for the automatic recognition of vowels in the Rumanian language. The apparatus being achieved experimentally, some of the practical results obtained will also be supplied. One presents an original theory regarding the vocalic signal.

DC 621 – 54.001.57 PI
CĂLIN, S. and IONESCU, V. :
Using the method of the equivalent system of the second order for the optimum tuning of PI controllers.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 261 – 269

The paper describes a method, known as the method of the equivalent system of the second order, for determining the insured transitor performance fields required by the optimum tuning of PI controllers.

DC 621.316.76 : 621.396.619
CONSTANTIN, P. :
An electronic regulator with duration – modulated pulses of the same polarity.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 269 – 274

One analyses the work of an electronic regulator with duration – modulated pulses of the same polarity ; the main calculus relations are given and some experimental results pointed out.

DC 621 – 53.001.57
CĂLUSITĂ, M. :
The connection of the controller with the output regulator in the regulating circuits of industrial processes.
Automatica şi Electronica 7 (1963), nr. 6, p. 275 – 280

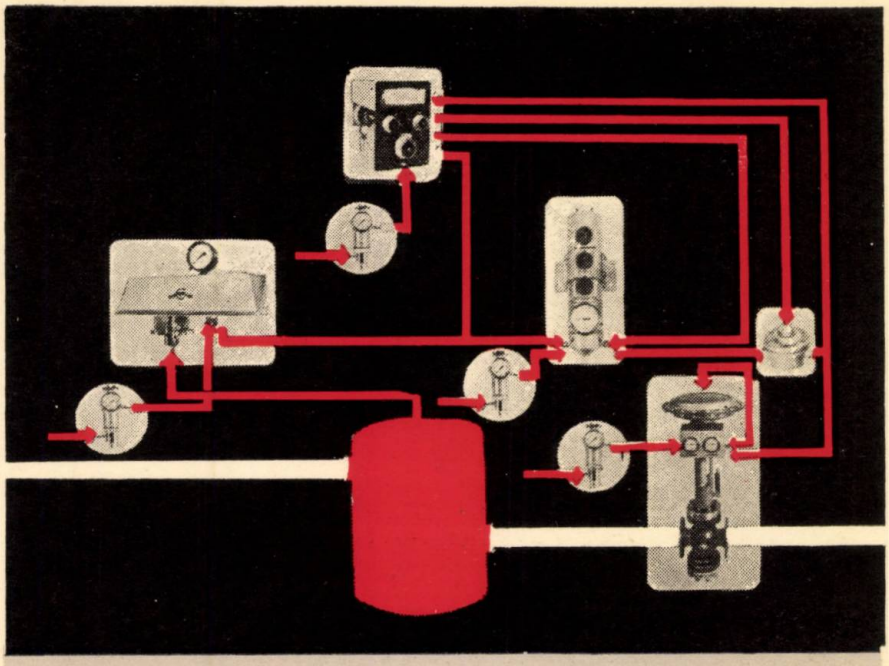
One presents four block diagrams of regulating circuits with PID and PI controllers showing different ways of acting of these controllers on output regulators.

NEWS 281 – 284
REPORTS 285
DOCUMENTATION 285 – 288
CHRONICLE 288 – 290

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 183

Control - reglare

- Elemente pneumatice pentru automatizare
- Linii complete de reglare pneumatică
- Instalaţii complete în întregime tranzistorizate pentru măsurarea de mare precizie a nivelului în parcurile de rezervoare

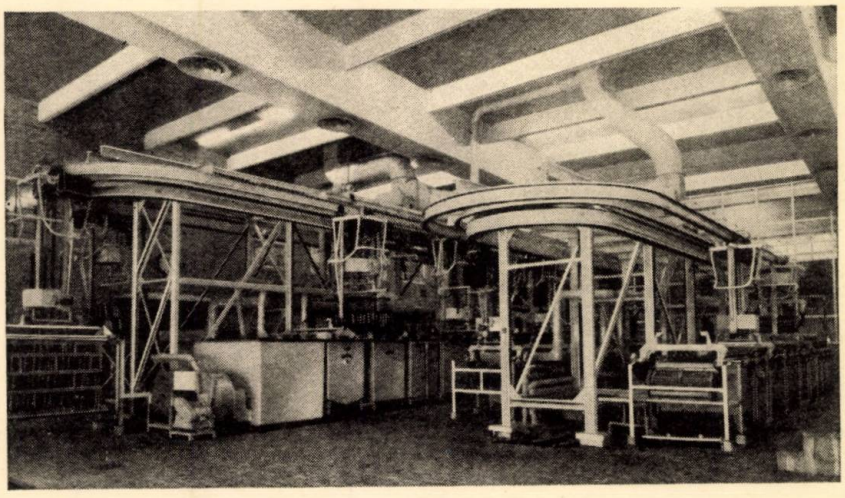


Exportă

METRIMPEX
SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poştală: Budapesta 62 • B.P. 200 • Ungaria
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

AUTOMATIZARE ÎN TEHNICA GALVANIZĂRII



Blasberg

BLASBERG livrează: Instalaţii automate de mare productivitate, pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor
Săruri de înaltă productivitate şi preparate pentru orice operaţie de tratare pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

PRODUSE SPECIALE DEOSEBITE

Automate cu comandă program
Băi de înaltă productivitate pentru nichelarea lucioasă pentru densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi pentru cromare dură
Băi de cromare cu reglaj automat
Instalaţii de protecţie cu crom pentru împiedicarea formării ceţei dăunătoare sănătăţii
Băi pentru acoperiri cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, băi pentru zincare lucioasă, acidă şi alcalină; băi pentru cadmiere lucioasă.
Preparat pentru eloxare lucioasă
Toate pastele pentru şlefuire şi lustruire

Friedr. Blasberg GmbH. Solingen

Telefon: 15651 Bundesrepublik Deutschland FS: 08514835